



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학석사 학위논문

안테나 커플링을 고려한 자동차용
FMCW 레이더 시스템 시뮬레이터

Automotive FMCW Radar System Simulator
considering Antenna Coupling

2020년 8월

서울대학교 대학원

전기·정보 공학부

노 태 건

안테나 커플링을 고려한 자동차용 FMCW 레이더 시스템 시뮬레이터

Automotive FMCW Radar System Simulator
considering Antenna Coupling

지도 교수 남 상 욱

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함
2020년 8월

서울대학교 대학원
전기·정보 공학부

노 태 건

노태건의 공학석사 학위论문을 인준함
2020년 8월

위 원 장 서 광 석 (인)

부위원장 남 상 욱 (인)

위 원 오 정 석 (인)

초 록

안테나 커플링을 고려한 자동차용 FMCW 레이더 시스템 시뮬레이터

서울대학교 대학원
전기·정보 공학부
노 태 건

최근 첨단 운전자 지원 시스템(ADAS)이 빠르게 발전하면서 차량용 레이더 시스템의 개발이 활발히 진행되고 있다. 레이더 시스템 설계 시, 전체 시스템의 성능을 예측하는 시뮬레이션을 통해 개발 기간과 예산을 크게 줄일 수 있어 그 수요가 증가하고있다. 그에 따라 본 논문에서는 안테나 커플링을 고려한 자동차용 FMCW(Frequency Modulated Continuous Wave) 레이더 시스템 시뮬레이터를 제시하였다.

개발한 시뮬레이터는 크게 회로, 안테나 그리고 신호 처리, 총 3가지 파트로 이루어져 있으며, 효율적인 시뮬레이션을 위해 복소 포락선 신호(complex envelope signal)을 이용한다. 먼저 회로 파트에서는 소스, 증폭기, 믹서 그리고 필터 등을 각 RF 소자들의 실제 특성인 잡음 지수(noise figure), 위상 잡음(phase noise), 이득(gain), 비선형성(non-linearity), 믹서의 누설(leakage) 그리고 IQ 불균형(IQ imbalance)등을 고려한 행동 모델(behavioral model)로 구현하고 이를

레이다 시스템에 맞게 구성하였다. 다음으로 안테나 파트에서는 안테나의 배열과 패턴을 고려하여 시뮬레이션을 할 수 있으며, 레이다에서 매우 중요한 이슈 중 하나인 안테나의 커플링 효과에 의한 누설을 구현하여 이에 따른 효과를 분석할 수 있다. 세번째로 신호 처리 파트에서는 FMCW 레이다 시스템의 기본적인 신호 처리인 타겟의 거리, 속도 그리고 각도를 추정한다. 추가적으로 안테나의 TDM-MIMO(Time Division Multiplexing - Multiple Input Multiple Output) 신호 처리와 타겟을 탐지하는 알고리즘인 2차원 CA-CFAR(Cell Averaging-Constant False Alarm Rate)를 구현하였다.

시뮬레이션을 수행하면 그 결과로 나오는 출력들은 다음과 같다. 먼저 송신기와 수신기, 그리고 믹서를 지난 beat 신호의 전력을 주파수 영역에서 그래프로 출력한다. 그리고 Range-Doppler map을 출력하여 타겟의 위치와 속력을 확인할 수 있다. 또한 타겟의 각도까지 고려하여 공간상에서 실제 타겟의 위치와 시뮬레이터가 탐지한 타겟을 그려 레이다 시스템의 동작을 확인할 수 있다.

개발한 시뮬레이터는 상용 시스템 시뮬레이터인 ‘SystemVue’와 같은 시나리오에서 각 소자 단계별 신호를 비교하여 검증을 수행하였다.

주요어 : 시스템 시뮬레이터, FMCW 레이다, 비선형성, 안테나 커플링

학 번 : 2018-29122

목 차

제 1 장 서론	1
제 2 장 FMCW 레이더 시스템	3
제 1 절 FMCW 레이더의 동작 원리	3
제 2 절 2차원 CFAR 알고리즘	8
제 3 절 TDM-MIMO	10
제 3 장 FMCW 레이더 시스템 시뮬레이터	12
제 1 절 복소 포락선 신호	12
제 2 절 시뮬레이터의 구성	20
제 3 절 RF소자의 모델링	23
제 4 절 안테나의 커플링 효과	41
제 4 장 시뮬레이션 및 검증	46
제 1 절 RF소자의 검증	46
제 2 절 FMCW 레이더 시스템 시뮬레이터의 검증	54
제 5 장 결론	60
참고문헌	62
Abstract	64

표 목차

[표 1] RF 증폭기의 모델 파라미터	31
[표 2] IQ 믹서의 모델 파라미터.....	35
[표 3] One-tone 주요 주파수 성분 비교.....	50
[표 4] Two-tone 주요 주파수 성분 비교.....	53

그림 목차

[그림 1] 상승 chirp 신호	3
[그림 2] 인접한 안테나에 수신되는 신호	5
[그림 3] Radar Data Cube.....	6
[그림 4] 2차원 CA-CFAR의 구조.....	8
[그림 5] FMCW 레이더의 TDM-MIMO 송신 신호	10
[그림 6] MIMO virtual array 구성 예(4Tx/4Rx)	11
[그림 7] 주파수 영역에서의 힐베르트 변환의 예.....	14
[그림 8] 해석 신호의 예.....	15
[그림 9] 신호의 포락선의 예	16
[그림 10] 복소 포락선 신호의 phasor 표현.....	17
[그림 11] FMCW 신호의 해석 신호와 복소 포락선 신호.....	19
[그림 12] 시뮬레이터의 구성	20
[그림 13] 시뮬레이터의 블록 다이어그램	21
[그림 14] 잡음이 있는 증폭기	24
[그림 15] 1dB 압축점의 정의	27
[그림 16] Two-tone 입력에 대한 상호 변조	28
[그림 17-(a)] 2차 교차점의 정의	29

[그림 17-(b)] 3차 교차점의 정의	29
[그림 18] RF 증폭기의 블록 다이어그램	30
[그림 19] IQ 믹서의 블록 다이어그램	34
[그림 20] 믹서의 블록 다이어그램	36
[그림 21] -20dB 상수 커플링 계수의 비트 신호	42
[그림 22] 실제 안테나의 (a)커플링 계수 (b)비트 신호	44
[그림 23] MM2-0530LSM 믹서의 (a)fabrication (b)특성 파라미터 (c)누설 특성 (d) spur 테이블	48
[그림 24] One-tone: (a)측정 셋업 (b)측정 결과 (c) 시뮬레이션 결과	49
[그림 25] Two-tone: (a)측정 셋업 (b)측정 결과 (c) 시뮬레이션 결과	52
[그림 26] 단일 시뮬레이션: (a)시나리오 (b)Range-Doppler map (c)단계별 신호 (d)타겟의 실제 위치와 추정 위치 비교	55
[그림 27] 'SystemVue'의 (a)시스템 구성도 (b)시뮬레이터와 단계별 신호 비교	57
[그림 28] 시스템 측정: (a)셋업 (b)시뮬레이션과 결과 비교 ...	59

제 1 장 서 론

레이다 시스템은 많은 발전을 이루어 왔으며, 현재는 군사용 뿐만 아니라 상업적으로도 다양하게 사용되고 있다. 특히 레이다는 다른 광학 센서와 비교하여 날씨 등 주변 환경에 의해 영향을 받지 않기 때문에 차량에 많이 이용되고있다. 그 중 FMCW 레이다 시스템이 많이 사용되는데, 이유는 비교적 구조가 간단하여 비용이 저렴하고 좋은 분해능을 가지고 있기 때문이다. 최근 첨단 운전자 지원 시스템(ADAS)이 빠르게 발전하면서 자동차용 FMCW 레이다 시스템의 개발이 활발히 진행되고 있다[1]. 레이다 시스템 설계 시, 전체 시스템의 성능을 예측하는 시뮬레이션을 통해 개발 기간과 예산을 크게 줄일 수 있어 그 수요가 증가하고있다.

레이다 시스템의 성능을 예측하기 위해서는 실제 레이다 시스템에서 일어나는 현상을 정확히 파악하고 모델링하는 것이 중요하다. 따라서 본 논문에서는 자동차용 레이다 시스템에 사용되는 RF 소자들의 비선형성을 포함한 실제 특성을 반영하여 모델링하였다. 특히, 레이다에서 매우 중요한 이슈 중 하나인 안테나의 커플링 효과에 의해 발생하는 누설로 인한 영향을 고려한 자동차용 FMCW 레이다 시스템 시뮬레이터를 제안한다.

2장에서는 FMCW 레이다 시스템의 기본적인 동작 원리를 소개하고 타겟을 추정하는 알고리즘인 2차원 CFAR 알고리즘과 레이다의 분해능을 향상시키기위한 TDM-MIMO에 대해 소개한다. 3장에서는 제작한 시뮬레이터의 구성과 신호의 모델링부터 앞에서 언급한 실제 시스템 성능 예측을 위한 RF 소자와 안테나 커플링 효과에 대한

모델링을 포함한다. 4장에서는 제작한 시뮬레이터의 검증을 진행하며 검증은 두 가지로 나뉘어진다. 첫 번째로는 모델링한 RF 믹서에 대한 검증을 하고 마지막으로 이를 포함한 FMCW 레이더 시스템 시뮬레이터에 대한 검증을 진행한다. 이 때 ‘Keysight’사에서 제작한 상용 시스템 레벨 시뮬레이터인 ‘SystemVue’와 같은 환경에서 단계별 신호를 비교하는 방식으로 검증을 진행하였고 그 결과를 보여준다.

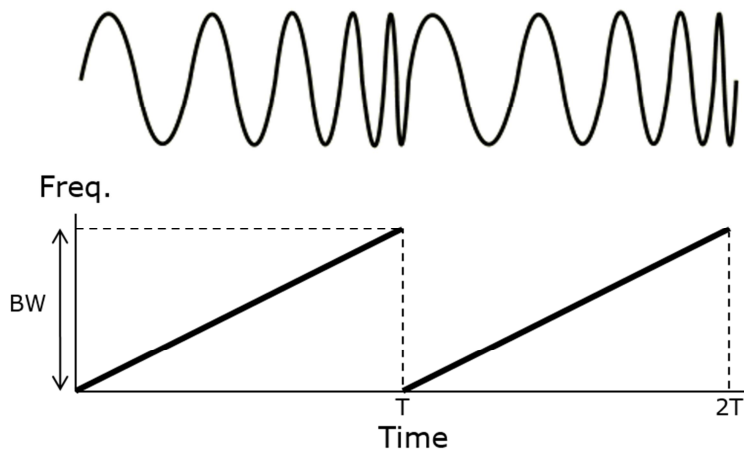
제 2 장 FMCW 레이더 시스템

제 1 절 FMCW 레이더의 동작 원리

FMCW 레이더는 시간에 따라 송신하는 신호의 주파수를 선형적으로 증가시키거나 감소시켜 변조하는 방식의 레이더를 말하며 이 신호를 chirp 신호라고 한다. 본 논문에서는 그림 1과 같이 시간에 따라 주파수가 선형적으로 증가하는 상승 chirp 신호를 사용하며, 다음과 같이 표현할 수 있다[2].

$$x(t) = A \cos(2\pi f_c(t + \frac{\alpha t^2}{2}) + \varphi_0) \quad (1)$$

$$\alpha = \frac{BW}{T} \quad (2)$$



[그림 1] 상승 chirp 신호

이 때, A 는 chirp 신호의 크기, f_c 는 캐리어 주파수, α 는 chirp의 기울기, 그리고 φ_0 는 초기 위상을 의미한다. α 는 대역폭 BW 와 주기 T 의 비율로 나타난다.

실제로는 타겟의 속력을 검출하기 위해 여러 개의 chirp 신호를 보내게 되는데, n 번째 chirp 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$x(t, n) = A \cos(2\pi(f_c(nT + t) + \frac{\alpha t^2}{2}) + \varphi_0) \quad (3)$$

송신 신호 $x(t)$ 가 송신 안테나를 통해 방사되면 타겟을 맞고 돌아와서 수신 안테나를 통해 수신하게 된다. 수신 신호 $y(t)$ 는 경로 손실과 타겟에서 반사된 정도의 곱만큼 크기가 작아지게 되고, 안테나와 타겟 사이의 왕복하는 시간만큼 시간 지연되어 나타나게 된다.

$$y(t, n) = B \cos(2\pi(f_c(nT + t - \tau) + \frac{\alpha(t - \tau)^2}{2}) + \varphi_0) \quad (4)$$

이 때, B 는 수신 신호의 크기, τ 는 송신 신호가 타겟을 맞고 수신 안테나까지 돌아오는데 걸린 시간이다.

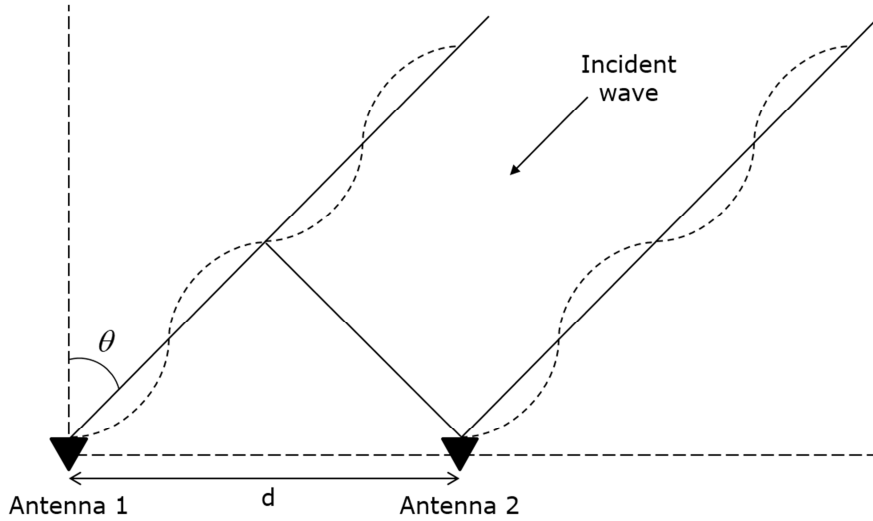
수신 안테나를 통해 수신 신호 $y(t, n)$ 수신되면 증폭을 해준 후 믹서에 입력된다. 믹서에서 송신 신호 $x(t, n)$ 와 곱해지게 되는데, 주요 항만 정리하여 FMCW 레이더의 비트 신호를 얻을 수 있다.

$$b(t, n) = x \times y \propto \frac{AB}{2} \cos(2\pi(\frac{2\alpha R}{c}t + \frac{2f_c \nu n}{c}T) + \frac{4\pi f_c R}{c}) \quad (5)$$

이 때, R 은 타겟까지의 초기 거리이고, v 는 타겟의 속력이다.

보통 수신기에서는 타겟의 각도를 검출하기 위해 2개 이상의 수신 안테나를 사용한다. 인접한 안테나에서 수신하는 신호는 아래와 같은 위상 차이 관계를 가진다.

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi d \sin \theta}{\lambda} \quad (6)$$



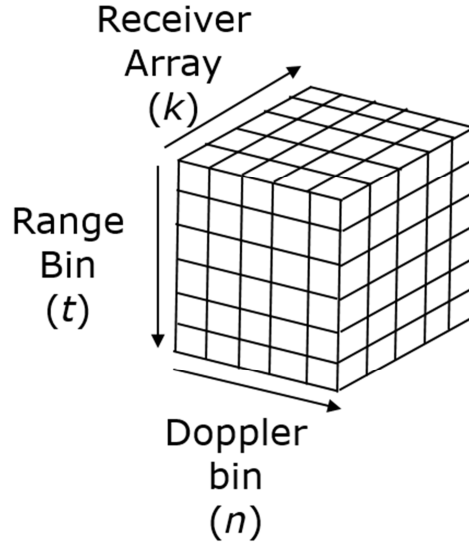
[그림 2] 인접한 안테나에 수신되는 신호

이 때, λ 는 파장을 의미한다. 이를 고려하여 k 번째 수신 안테나에서의 비트 신호를 표현하면 다음과 같다.

$$b(t, n, k) = \frac{AB}{2} \cos\left(2\pi\left(\frac{2\alpha R}{c}t + \frac{2f_c v n}{c}T + \frac{dk \sin \theta}{\lambda}\right) + \frac{4\pi f_c R}{c}\right) \quad (7)$$

비트 신호 $b(t, n, k)$ 는 3개의 변수를 가지고 있는데 각 변수를

차원으로 가지는 3차원 행렬을 만들면 그림 3과 같이 잘 알려진 Radar Data Cube를 구성할 수 있다.



[그림 3] Radar Data Cube

이 때, Range bin은 한 개의 chirp 신호 내의 시간인 t 축이고, Doppler bin은 chirp 신호의 개수인 n 축이며, Receiver array는 수신 안테나의 개수인 k 축을 의미한다. Radar Data Cube에 3차원 FFT(Fast Fourier Transform)을 수행하게 되면 타겟의 거리, 속도, 그리고 각도를 추정할 수 있으며 그 과정은 아래와 같다.

먼저 Range bin 축에 대해 FFT를 취하면 주파수 성분 $\frac{2\alpha R}{c}$ 을 얻을 수 있으며 이를 비트 주파수 f_b 라고 부른다. 이를 통해 타겟까지의 거리 R 을 얻을 수 있다. 그 후에 다시 Doppler bin에 대하여 FFT를 취하면 다른 주파수 성분인 $\frac{2f_c v}{c}$ 를 얻을 수 있으며 이를 도플러 주파수

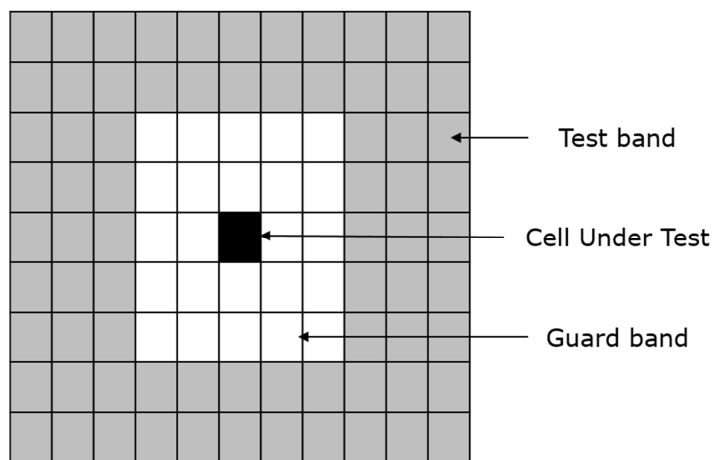
f_d 라고 한다. 이를 통해 타겟의 속력 v 를 얻을 수 있다. 마지막으로 Receiver array에 대하여 FFT를 취하면 세번째 주파수 성분인 $\frac{d \sin \theta}{\lambda}$ 를 얻게 되며 이를 통해 타겟의 각도 θ 를 알 수 있다.

실제 상황에서는 타겟이 여러 개 존재할 것이며, Radar Data Cube에 FFT를 취해도 주변의 잡음으로부터 어떤 신호가 타겟인지 구분하는 과정이 필요하다. 그 방법을 2절에서 후술한다.

제 2 절 2차원 CFAR 알고리즘

CFAR은 Constant False Alarm Rate의 준말로써 레이더에서 타겟을 탐지하는 알고리즘 중 하나이다. False Alarm Rate(오경보율)는 실제로 타겟이 없는데 잡음에 의해 타겟이 있다고 판단하게 되는 확률을 말하며, CFAR은 이 확률을 일정하게 유지하는 알고리즘이다. CFAR에는 여러가지 종류가 있지만 본 논문에서는 그 중 Cell Averaging-CFAR을 사용한다. 2차원 CA-CFAR은 Range bin과 Doppler bin이 이루는 2차원 행렬에서 대상 셀(Cell Under Test)을 옮겨가며 주변의 셀들의 전력의 평균을 취해 문턱 값을 계산하고 그 값보다 크면 대상 셀에 타겟이 있다고 판단하는 알고리즘이다[3].

2차원 CA-CFAR에서 신호 누설과 같은 영향이 있기 때문에, 신뢰성 있는 문턱 값을 계산하기 위해 대상 셀 주변에 Guard band를 먼저 지정한다. 그리고 그 주변으로 문턱 값을 계산하기 위한 Test band를 지정한다. 설명한 2차원 CA-CFAR의 구조는 그림 4에 나타나 있다.



[그림 4] 2차원 CA-CFAR의 구조

문턱 값 V_t 는 Test band의 전력의 평균 값 P_n 과 오경보지수 K_0 의 곱으로 나타나고 각 식은 다음과 같다.

$$V_t = P_n \times K_0 \quad (8)$$

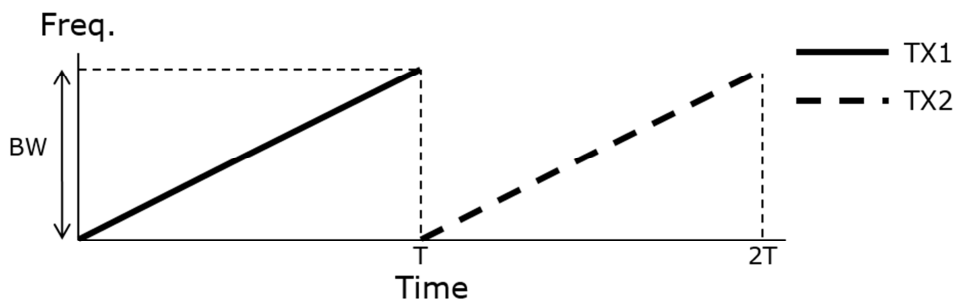
$$P_n = \frac{1}{N} \sum P_x \quad (9)$$

$$K_0 = N(P_f^{\frac{1}{N}} - 1) \quad (10)$$

이 때, P_x 는 각 트레이닝 셀의 전력이고, N 은 트레이닝 셀의 개수, 그리고 P_f 는 오경보율이다. CFAR을 수행하는 2차원 행렬은 결국 타겟의 거리와 속력의 행렬과 같다. CUT의 전력이 문턱 값 V_t 보다 크다면 해당 거리와 속력을 가진 타겟이 있다고 판단한다.

제 3 절 TDM-MIMO

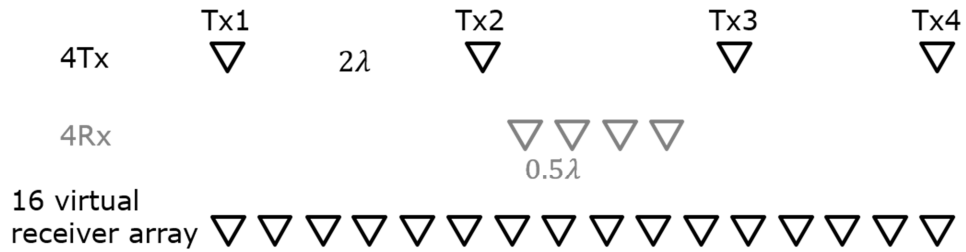
통신에서 채널 용량을 늘이기 위해 사용하는 MIMO는 Multiple Input Multiple Output의 준말로써, 여러 개의 안테나를 사용하고, 서로 직교인 신호들을 주고 받는 테크닉을 말하며 레이더에서는 같은 개수의 안테나를 사용했을 때 더 좋은 분해능을 갖기 위해 사용한다[4]. MIMO에는 여러가지 신호를 사용하지만 본 논문에서는 TDM(Time Division Multiplexing)-MIMO를 사용한다. TDM-MIMO란 시간을 분할하여 한번에 1개의 송신 안테나만 사용하여 신호를 송신하고 모든 수신 안테나가 수신함으로써 각 송신 안테나의 신호를 시간 상에서 직교하도록 하는 MIMO 방식이다.



[그림 5] FMCW 레이더의 TDM-MIMO 송신 신호

MIMO 방식을 사용하면 등가적으로 가상 배열(virtual array)을 구성할 수 있기 때문에 사용한 안테나 개수보다 더 많은 개수의 안테나를 사용하는 것과 같은 효과를 얻을 수 있다. 그렇기 때문에 이는 레이더의 분해능 또한 향상되는 효과를 가져온다. 송신기와 수신기의 안테나 간 거리를 조절하면 최대 ‘송신기의 개수’ × ‘수신기의

개수' 만큼의 가상 배열을 구성할 수 있고 그림 6에서 4Tx/4Rx의 가상 배열을 확인할 수 있다.



[그림 6] MIMO virtual array 구성 예 (4Tx/4Rx)

제 3 장 FMCW 레이더 시스템 시뮬레이터

제 1 절 복소 포락선 신호

자동차용 FMCW 레이더 시스템은 77GHz의 높은 캐리어 주파수와 수 GHz에 달하는 대역폭을 갖고 신호를 주고 받는다. 나이퀴스트 샘플링 이론에 따라 신호를 복원하기 위한 최소 샘플링 주파수는 신호가 갖는 최고 주파수의 2배가 되어야 한다. 그렇다면 144GHz가 넘는 주파수 샘플링이 필요하게 되는데, 이는 컴퓨터의 메모리를 불필요하게 많이 차지하고 시뮬레이션 속도 또한 저하된다. 이 문제를 해결하기 위한 방법으로 복소 포락선 신호를 도입한다. 복소 포락선 신호를 설명하기 위하여 먼저 힐베르트 변환(Hilbert Transformation)과 해석 신호(Analytic signal)에 대하여 먼저 서술한다.

신호 $u(t)$ 에 대하여 힐베르트 변환 $\hat{u}(t)$ 의 시간 영역 표현식은 식 (11)과 같다.

$$\hat{u}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{u(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (11)$$

식 (11)을 합성곱(Convolution)을 이용하여 나타내면 다음과 같다.

$$\hat{u}(t) = \frac{1}{\pi t} * u(t) \quad (12)$$

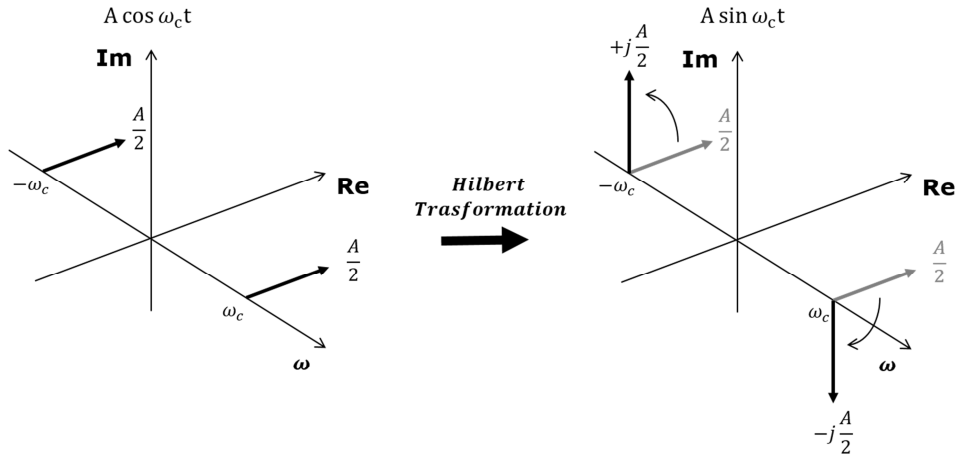
식 (12)의 양 변에 푸리에 변환을 취하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$F(\hat{u}(t)) = F\left(\frac{1}{\pi t}\right) \times F(u(t)) = -j \operatorname{sgn}(f) \times F(u(t))$$

$$\text{where, } \operatorname{sgn}(f) = \begin{cases} 1 & \text{for } f > 0 \\ -1 & \text{for } f < 0 \end{cases} \quad (13)$$

결국 힐베르트 변환을 주파수 영역에서 본다면, 양의 주파수에는 $-j$ 를 곱하고 음의 주파수에는 j 를 곱하는 연산으로 볼 수 있다. 이는 등가적으로 90° 위상 천이와 같은 연산이며 아래와 같이 증명할 수 있다.

$$\begin{aligned} A \cos(\omega_c t - 90^\circ) &= A \frac{e^{+j(\omega_c t - 90^\circ)} + e^{-j(\omega_c t - 90^\circ)}}{2} \\ &= A \frac{-je^{+j\omega_c t} + je^{-j\omega_c t}}{2} \\ &= A \sin \omega_c t \end{aligned} \quad (14)$$



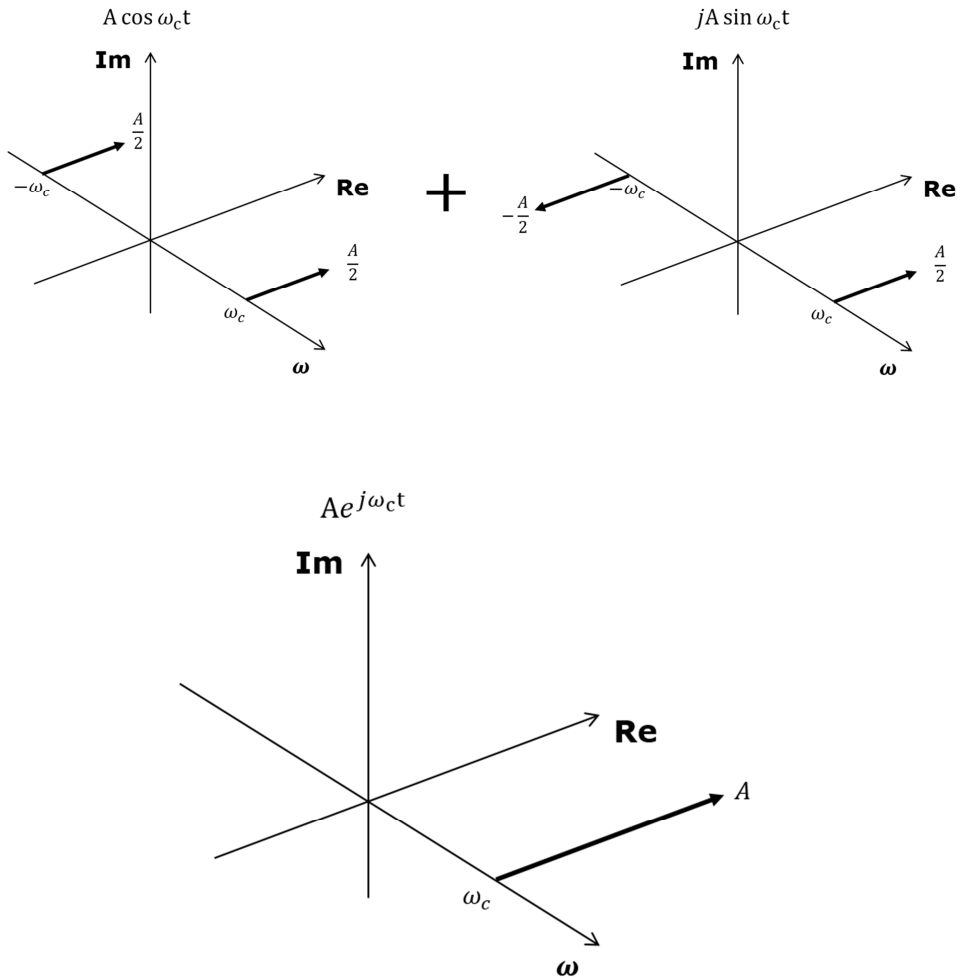
[그림 7] 주파수 영역에서의 힐베르트 변환의 예

그 다음, 앞에서 설명한 힐베르트 변환을 사용하여 신호 $u(t)$ 를 해석 신호 $u_a(t)$ 로 변환해 준다. 해석 신호는 원 신호에서 음의 주파수 성분을 제거한 신호로 식 (15)와 같이 나타낼 수 있다.

$$u_a(t) = u(t) + j\hat{u}(t) \quad (15)$$

식 (14)에서와 같이 신호 $u(t)$ 를 코사인 함수로 대체한다면 다음과 같은 결과를 얻게 된다.

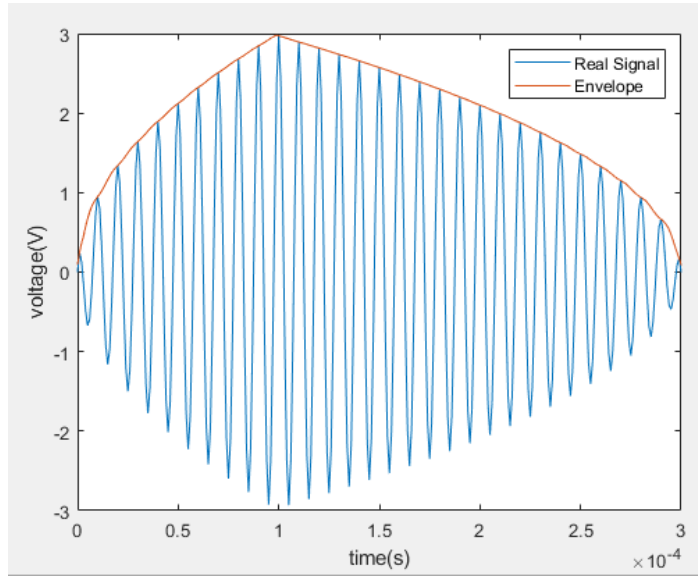
$$\begin{aligned} u_a(t) &= u(t) + j\hat{u}(t) \\ &= A \cos \omega_c t + jA \sin \omega_c t \\ &= A e^{j\omega_c t} \end{aligned} \quad (16)$$



[그림 8] 해석 신호의 예

그림 8에서 해석 신호는 원 신호의 음의 주파수 성분을 제거하고 양의 주파수 성분만 남긴다는 것을 확인할 수 있다. 해석 신호 $u_a(t)$ 는 식 (17)과 같이 신호의 포락선과 순시 위상으로 나타낼 수 있다[5].

$$u_a(t) = u_m(t)e^{j\phi(t)} \quad (17)$$



[그림 9] 신호의 포락선의 예

이 때, 포락선 $u_m(t)$ 은 $|u_a(t)|$ 이고 순시 위상 $\phi(t)$ 은 $\arg[u_a(t)]$ 으로 정의한다.

포락선은 얻었지만 여전히 신호의 주파수가 매우 높기 때문에 해석 신호의 주파수를 기저 대역으로 내려 복소 포락선 신호를 생성한다.

$$u_c(t) = u_a(t)e^{-j\omega_c t} \quad (18)$$

$u_c(t)$ 는 신호 $u(t)$ 의 복소 포락선 신호이며, 해석 신호 $u_a(t)$ 를 주파수 영역에서 기저 대역으로 캐리어 주파수 f_c 만큼 이동시킨 신호이다. 복소 포락선 신호를 사용하면 캐리어 주파수는 신호의 최고 주파수는 대역폭에 의해 정해지게 된다. 이를 이용하면 기존에 나이퀴스트 이론으로부터 결정되었던 샘플링 주파수보다 훨씬 낮은 주파수로 샘플링 할 수 있으며, 시뮬레이션을 효율적으로 수행할 수

있게 된다. 결국 이는 신호의 포락선만을 이용하여 신호 처리를 하는 것이다.

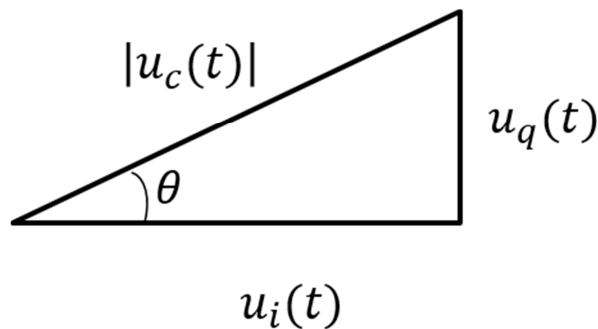
신호 $u(t)$ 와 복소 포락선 신호 $u_c(t)$ 는 다음과 같은 관계도 만족하는데 이를 이용하여 신호 처리를 수행한다[6].

$$u(t) = u_i(t) \cos \omega_c t - u_q(t) \sin \omega_c t \quad (19)$$

$$u_c(t) = u_i(t) + ju_q(t) \quad (20)$$

식 (19)의 신호 $u(t)$ 를 식 (20)의 $u_c(t)$ 를 이용하여 표현할 수 있으며 식 (21)과 같다.

$$\begin{aligned} u(t) &= \sqrt{u_i^2(t) + u_q^2(t)} \left(\frac{u_i(t)}{|u_c(t)|} \cos \omega_c t - \frac{u_q(t)}{|u_c(t)|} \sin \omega_c t \right) \\ &= |u_c(t)| (\cos \theta \cos \omega_c t - \sin \theta \sin \omega_c t) \\ &= |u_c(t)| \cos(\omega_c t + \theta) \end{aligned} \quad (21)$$



[그림 10] 복소 포락선 신호의 phasor 표현

식 (21)에서 θ 는 그림 10에서 나타난 복소 포락선 신호의 phasor 표현으로부터 알 수 있다.

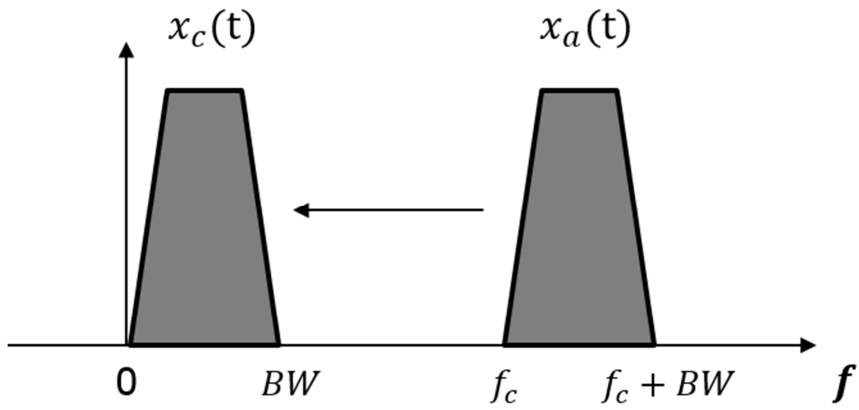
식 (1)의 FMCW 레이더의 신호를 복소 포락선 신호로 변환하여 시뮬레이션을 수행하기 위해 먼저 신호 $x(t)$ 를 I신호와 Q신호로 나누어 표현한다.

$$\begin{aligned}
 x(t) &= A \cos(2\pi f_c t + \pi \alpha t^2 + \varphi_0) \\
 &= A \cos(2\pi f_c t) \cos(\pi \alpha t^2 + \varphi_0) - A \sin(2\pi f_c t) \sin(\pi \alpha t^2 + \varphi_0) \\
 &= x_i(t) \cos(2\pi f_c t) - x_q(t) \sin(2\pi f_c t)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{where, } x_i(t) &= A \cos(\pi \alpha t^2 + \varphi_0) \\
 x_q(t) &= A \sin(\pi \alpha t^2 + \varphi_0)
 \end{aligned} \tag{22}$$

식 (20)에 의하여 FMCW 송신 신호의 복소 포락선 신호 표현은 식 (23)과 같다.

$$\begin{aligned}
 x_c(t) &= A \cos(\pi \alpha t^2 + \varphi_0) + j A \sin(\pi \alpha t^2 + \varphi_0) \\
 &= A e^{j(\pi \alpha t^2 + \varphi_0)}
 \end{aligned} \tag{23}$$

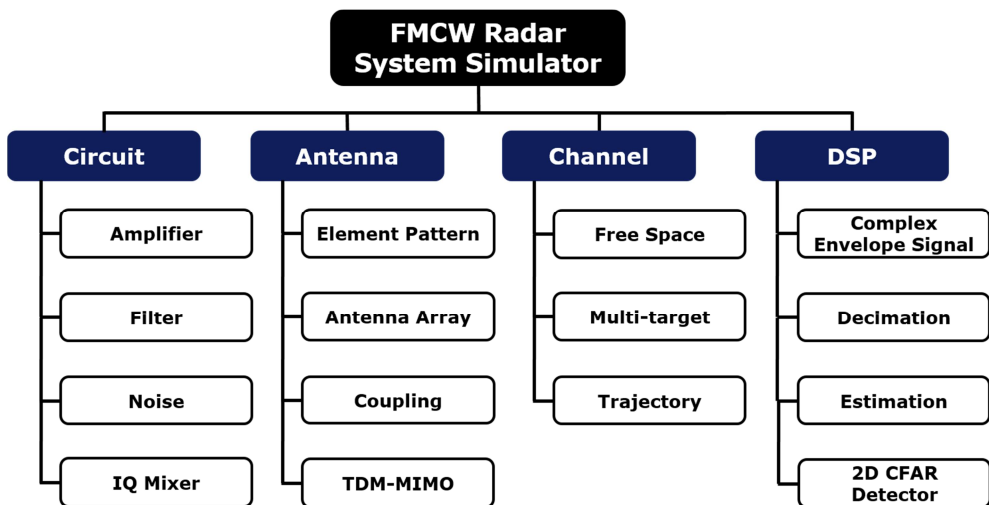


[그림 11] FMCW 신호의 해석 신호와 복소 포락선 신호

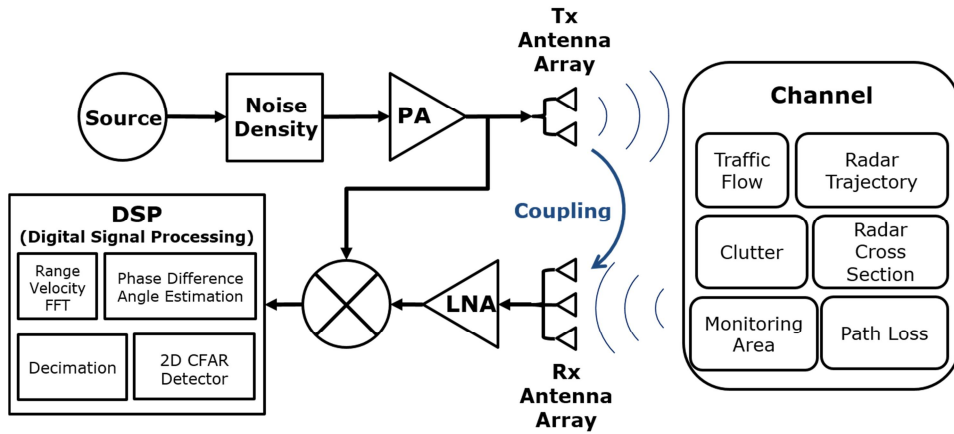
위와 같은 방법으로 구한 복소 포락선 신호를 이용하여 기저 대역에서 신호를 처리한 후 다시 $e^{j\omega_c t}$ 를 곱하여 대역 통과 신호로 복원할 수 있다.

제 2 절 시뮬레이터의 구성

제작한 FMCW 레이더 시스템 시뮬레이터는 그림 12와 같이 크게 회로, 안테나, 채널 그리고 DSP(Digital Signal Processing)로 나누어져 있다. 회로에서는 증폭기와 IQ 믹서 그리고 잡음에 대해 모델링 하였는데, 특히 증폭기의 비선형성, IQ 믹서의 IQ 불균형과 누설 그리고 열 잡음과 위상 잡음을 고려하여 구현하였다. 안테나는 각 안테나의 패턴과 송신기에서 수신기로의 누설, 그리고 TDM-MIMO를 구현하였다. 채널에서는 자유 공간을 가정하였으며, 다수의 타겟이 각각 거리와 속도 그리고 RCS(Radar Cross Section)을 가지도록 구현하였다. 마지막으로 DSP에서는 Decimation을 수행하며 FFT와 2차원 CFAR 탐지를 이용하여 타겟 추정을 수행한다. 또한 시뮬레이션의 효율성을 위해 1절에서 설명한 복소 포락선 신호를 사용한다.



[그림 12] 시뮬레이터의 구성



[그림 13] 시뮬레이터의 블록 다이어그램

그림 13에 시뮬레이터의 블록 다이어그램이 나타나있다. 먼저 FMCW 소스에서 식 (1)의 FMCW 신호를 생성하는데 이 때 위상 잡음을 추가할 수 있도록 하였다. 위상 잡음의 추가는 실제 측정 데이터로 이루어지는데, 몇 가지 오프셋 주파수에서의 전력의 크기로 나타난다. 그 후 ‘Noise Density’블록에서 열 잡음을 추가한 뒤 증폭기를 지나 송신 안테나를 통해 방사된다. 증폭기와 안테나에 대해서는 각각 3절과 4절에서 후술한다. 방사된 신호는 타겟에 맞고 수신 안테나로 돌아오게 되는데, 이 때 RCS와 타겟까지의 거리에 따라 신호의 세기와 시간 지연이 각각 다른 신호들이 수신된다. 그후 저 잡음 증폭기와 IQ 믹서를 지나 비트 신호가 나오게 된다. IQ 믹서 또한 3절에서 후술한다. DSP 블록에서는 먼저 Decimation을 수행한다. RF 신호는 수 GHz로 샘플링하지만 IQ 믹서를 지난 비트 신호는 수 MHz 단위이기 때문에 샘플링 주파수를 낮추어 계산을 빠르게 하기 위함이다. 그 후 2장에서 서술한 Radar Data Cube를 만들고 2D CFAR을 통해 타겟을 특정한 뒤 위상 차이를 이용한 각도 추정을 수행함으로써 시뮬레이션이 종료된다. 그 후 시뮬레이션 결과가 출력되는데 송신

신호의 시간 영역과 주파수 영역 스펙트럼, FMCW Range-Doppler map, 비트 신호의 시간 영역과 주파수 영역 스펙트럼, 그리고 추정된 타겟의 공간상에서의 위치를 출력한다. 또한 ‘SystemVue’와 단계별 신호를 비교한 그래프를 출력할 수 있다. 4장에서는 이 결과들을 통해 검증을 수행한다.

제 3 절 RF 소자의 모델링

시스템 레벨 시뮬레이터에서 RF 소자를 모델링 할 때는 행동 모델을 사용한다. 행동 모델이란 소자의 구조를 필요로 하는 회로 레벨 시뮬레이션과 달리 소자의 동작 특성을 알고 그에 필요한 파라미터가 주어지면 입력에 따른 출력을 알 수 있도록 하는 모델링 방법이다.

RF 시스템은 여러가지 현상에 의해 그 성능이 제한되는데 먼저 잡음에 대해 논의한다. RF 소자의 잡음 특성을 모델링 하는 파라미터에는 잡음 지수(Noise Figure)가 있다. 잡음 지수란 해당 RF 소자에 신호가 입력 될 때, 입력의 신호대잡음비(Signal to Noise Ratio, SNR)과 출력의 신호대잡음비의 비율과 같고, 식 (24)에 나타나 있다.

$$NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{S_{in}/N_{in}}{S_{out}/N_{out}} \quad (24)$$

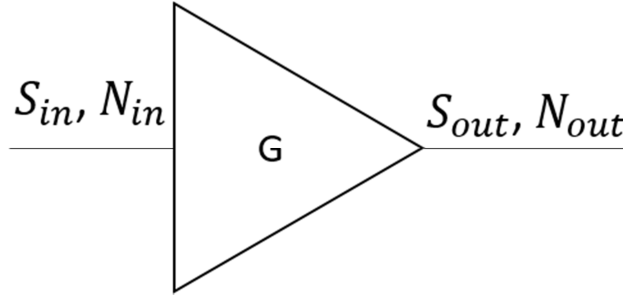
SNR_{in} 과 SNR_{out} 은 각각 입력과 출력 신호대잡음비를 뜻하고, $S_{in}, N_{in}, S_{out}, N_{out}$ 은 각각 입력 신호, 입력 잡음, 출력 신호, 그리고 출력 잡음의 전력을 뜻한다.

잡음이 있는 저항의 잡음 전력은 다음과 같다.

$$P_n = kTB \quad (25)$$

k 는 볼츠만 상수, T 는 저항의 온도, 그리고 B 는 신호의

대역폭이다. 식 (25)를 이용하여 RF 소자의 잡음을 대체할 수 있는데, 소자의 잡음 전력과 동일하도록 저항의 온도 T 를 조절하며 이를 등가 온도 T_e 로 표현하며 소자의 잡음 특성을 나타낼 수 있다.



[그림 14] 잡음이 있는 증폭기

그림 14는 잡음이 있는 증폭기를 예로 든 것이며, G 는 증폭기의 이득이다. 시뮬레이터에 이 증폭기의 잡음 지수가 NF 로 주어진다면 이를 이용하여 증폭기에서 더해지는 잡음의 전력을 계산하여야 하며 식 (24)를 이용한다.

$$\begin{aligned}
 NF &= \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{S_{in}/N_{in}}{S_{out}/N_{out}} \\
 &= \frac{S_{in}/kT_0B}{GS_{in}/Gk(T_0 + T_e)B} \\
 &= 1 + \frac{T_e}{T_0}
 \end{aligned} \tag{26}$$

식 (26)에서 입력 잡음 전력 N_{in} 은 $kT_0B(T_0 = 290K)$ 이며 증폭기에서 추가되는 잡음 전력은 kT_eB 로 등가 온도로 나타난다. 이를 이용하면 잡음 지수로부터 등가 온도 T_e 를 구할 수 있고, 증폭기에서 추가되는 잡음 전력의 식은 다음과 같다.

$$P_{n,added} = kT_eB = k(NF - 1)B \quad (27)$$

RF 시스템에서 잡음과 함께 가장 중요한 특성 중 하나는 바로 비선형성이다. 비선형성은 다양한 요인에 의해 나타나는데 비메모리 시스템의 비선형성은 식 (28)과 같이 다항식으로 근사할 수 있다[7].

$$y(t) \approx \alpha_1x(t) + \alpha_2x^2(t) + \alpha_3x^3(t) \quad (28)$$

$x(t)$ 와 $y(t)$ 는 각각 비선형 시스템의 입력과 출력 신호를 의미하며, α_n 은 각 입력 차수의 이득을 의미한다. 실제로 입력 신호 $x(t)$ 는 1보다 매우 작기 때문에 3차 이상의 고차항들은 매우 작은 신호가 되어 3차항 까지만 고려하였다.

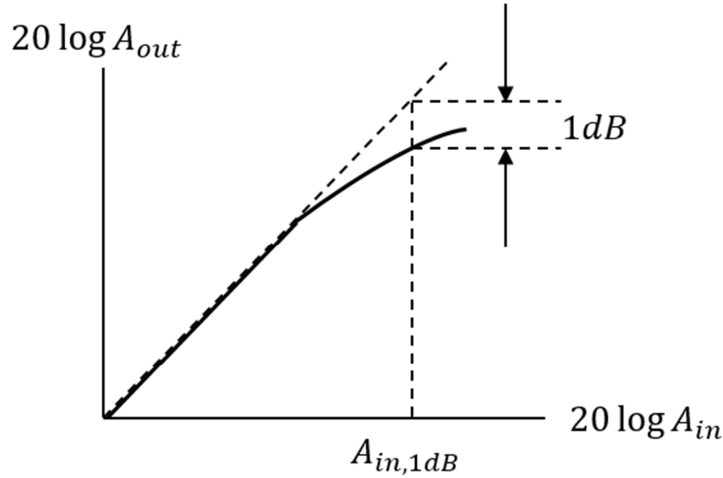
만약 식 (28)의 비선형 시스템에 정현파 입력 $x(t) = A\cos\omega t$ 가 입력된다면 식 (29)와 같은 출력이 나오게 되는데 이를 고조파 왜곡(Harmonic Distortion)이라고 한다.

$$\begin{aligned}
y(t) &= \alpha_1 A \cos \omega t + \alpha_2 A^2 \cos^2 \omega t + \alpha_3 A^3 \cos^3 \omega t \\
&= \alpha_1 A \cos \omega t + \frac{\alpha_2 A^2}{2} (1 + \cos 2\omega t) + \frac{\alpha_3 A^3}{4} (3 \cos \omega t + \cos 3\omega t) \quad (29) \\
&= \frac{\alpha_2 A^2}{2} + \left(\alpha_1 A + \frac{3\alpha_3 A^3}{4} \right) \cos \omega t + \frac{\alpha_2 A^2}{2} \cos 2\omega t + \frac{\alpha_3 A^3}{4} \cos 3\omega t
\end{aligned}$$

입력 $x(t)$ 에는 ω 의 주파수 성분만을 가지고 있는 정현파가 입력이 되어도 출력 $y(t)$ 에서는 ω 의 배수가 되는 주파수들과 DC 성분이 나오게 되는 문제가 발생하게 된다. 또한 $y(t)$ 는 이상적으로 $\alpha_1 A \cos \omega t$ 가 나와야 하는데 $\frac{3\alpha_3 A^3}{4} \cos \omega t$ 가 추가되어 기준 주파수인 ω 에 원하지않는 이득의 변형이 생긴다. 또한 대부분의 RF 소자에서 α_3 는 음수이므로 입력의 진폭 A 가 커질수록 이득을 깎아 먹게 되고 이상적인 이득과 1dB만큼 차이가 나는 지점을 1dB 압축점이라고 정의한다.

$$20 \log \left| \alpha_1 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_{in,1dB}^2 \right| = 20 \log |\alpha_1| - 1dB \quad (30-1)$$

$$A_{in,1dB} = \sqrt{0.145 \left| \frac{\alpha_1}{\alpha_3} \right|} \quad (30-2)$$



[그림 15] 1dB 압축점의 정의

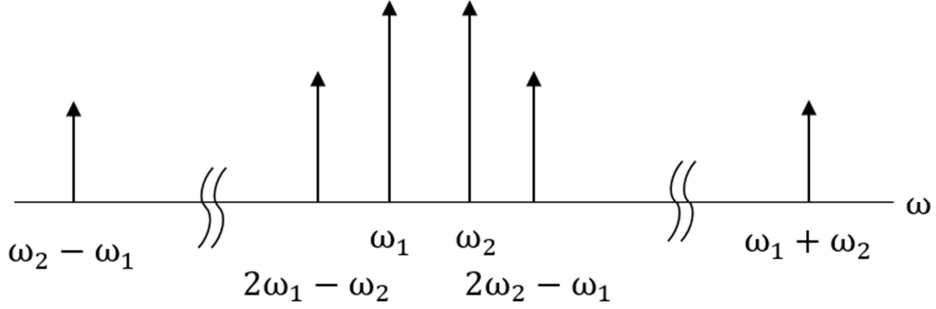
그림 15에서 점선은 입력 전력에 따른 이상적인 출력 전력을 의미한다.

입력 신호 $x(t)$ 가 두개 이상의 주파수 성분을 가진다면 또 다른 현상을 야기하는데 이를 상호 변조(Intermodulation)이라고 한다. 비선형 시스템에 입력 신호 $x(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t$ 가 입력된다면 식 (28)에 의해 많은 수의 주파수 성분들이 나오게 되는데 그 중 상호 변조에 의해 발생하는 항들은 다음과 같다.

$$\alpha_2 A_1 A_2 \cos(\omega_2 - \omega_1) + \alpha_2 A_1 A_2 \cos(\omega_1 + \omega_2) \quad (31)$$

$$\begin{aligned} & \frac{3\alpha_3 A_1^2 A_2}{4} \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \frac{3\alpha_3 A_1^2 A_2}{4} \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \\ & + \frac{3\alpha_3 A_1 A_2^2}{4} \cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \frac{3\alpha_3 A_1 A_2^2}{4} \cos(2\omega_2 - \omega_1)t \end{aligned} \quad (32)$$

식 (31)은 2차 상호 변조에 의해 발생하는 항이고 식 (32)는 3차 상호 변조에 의해 발생한다. 원 신호의 주파수와 상호 변조에 의해 발생하는 신호들의 주파수 스펙트럼이 그림 16에 나타나 있다.



[그림 16] Two-tone 입력에 대한 상호 변조

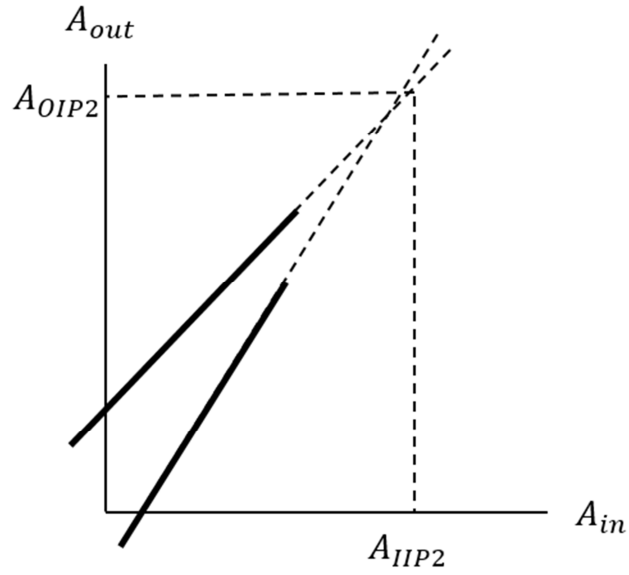
상호 변조에 의한 영향을 정량화 하기 위하여 two-tone 입력을 넣어 그림 16과 같은 결과를 얻는다. 이 때 기준 주파수에 나오는 출력 전력과 상호 변조로 인해 나오는 출력 전력이 같아지는 지점을 교차점이라고 정의하며, 2차 교차점과 3차 교차점을 정의할 수 있다.

$$|\alpha_1 A_{IIP2}| = |\alpha_2 A_{IIP2}^2| \quad (33-1)$$

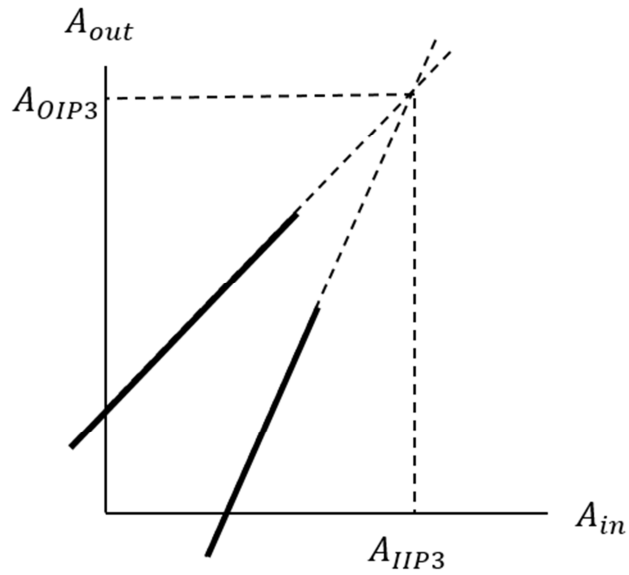
$$A_{IIP2} = \left| \frac{\alpha_1}{\alpha_2} \right| \quad (33-2)$$

$$|\alpha_1 A_{IIP3}| = \left| \frac{3}{4} \alpha_3 A_{IIP3}^3 \right| \quad (34-1)$$

$$A_{IIP3} = \sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{\alpha_1}{\alpha_3} \right|} \quad (34-2)$$



(a)



(b)

[그림 17] (a) 2차 교차점의 정의 (b) 3차 교차점의 정의

식 (33)과 식 (34)는 각각 입력 2차 교차점과 입력 3차 교차점의 정의를 나타낸 것이고 그림 17은 그것을 그래프로 나타낸 것이다. A_{IIP}

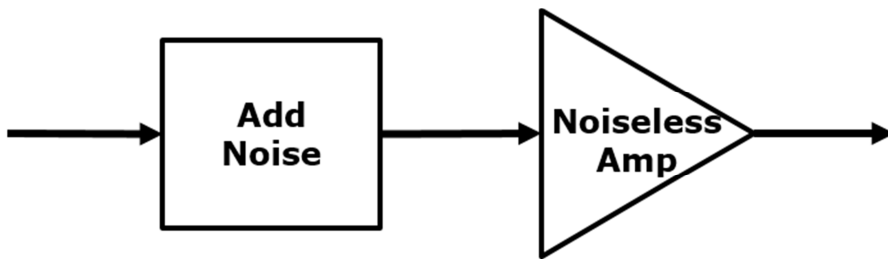
는 입력 교차점을 의미하고, A_{OIP} 는 출력 교차점을 의미하는데 둘은 아래와 같이 소자의 이득 α_1 으로 연결되어있다.

$$A_{OIP} = A_{IIP} \times \alpha_1 \quad (35)$$

실제 비선형 RF 소자를 시뮬레이션 할 때 소자의 이득 α_1 과 입력 혹은 출력 교차점들이 주어지므로 식 (33), (34) 그리고 (35)를 이용하면 식 (28)에 주어진 각 다항식의 나머지 계수 α_2 와 α_3 를 구할 수 있다.

앞에서 설명한 RF 소자의 잡음 특성과 비선형성을 이용하여 RF 증폭기와 IQ 믹서를 모델링한다. 이 때, 1절에서 설명한 복소 포락선 신호를 사용한다.

1. 증폭기



[그림 18] RF 증폭기의 블록 다이어그램

– Model Parameters

Name	Description	Units
PA_gain	증폭기의 이득 (amplifier gain)	dB
NF	잡음 지수 (noise figure)	dB
Ndensity	잡음 밀도 (noise density)	W/Hz
fs	샘플링 주파수 (sampling frequency)	Hz
OIP3	출력 3차 교차점 (3 rd order output intercept point)	dBm
OIP2	출력 2차 교차점 (2 nd order output intercept point)	dBm
refR	기준 저항 (Reference resistance)	Ohm

– Input Ports

Name	Description	Units	Type
Sig_in	입력 신호 (Input signal)	V	Complex envelope

– Output Ports

Name	Description	Units	Type
Sig_out	증폭된 출력 신호 (amplified output signal)	V	Complex envelope

[표 1] RF 증폭기의 모델 파라미터

그림 18은 RF 증폭기의 내부 블록 다이어그램이며, 잡음이 없는 증폭기와 잡음을 추가하는 잡음원으로 나타낼 수 있다는 것을 보여준다. 표 1은 RF 증폭기를 모델링하기 위한 파라미터들과 소자의 입·출력의 신호와 타입을 보여준다.

먼저 잡음원에서는 주어진 잡음 지수에 따른 잡음 전력을 식 (27)을 이용하여 계산하고 입력 신호에 잡음을 추가한다. 그 후 잡음이 없는 증폭기에서 비선형성을 반영하여 신호를 증폭한다. 이미 앞에서 정현파 입력에 대한 출력 신호를 정의한 바 있지만, 1절에서 언급했듯이 시뮬레이션의 효율성을 위해 복소 포락선 신호를 증폭기의 입·출력으로써 사용하기 때문에 식의 변형이 필요하다. 식 (21)을 식 (28)에 대입하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
y(t) &= \alpha_1 |x_c(t)| \cos(\omega_c t + \theta) + \alpha_2 |x_c(t)|^2 \cos^2(\omega_c t + \theta) \\
&\quad + \alpha_3 |x_c(t)|^3 \cos^3(\omega_c t + \theta) \\
&= \frac{\alpha_2 |x_c(t)|^2}{2} \\
&\quad + (\alpha_1 |x_c(t)| + \frac{3}{4} \alpha_3 |x_c(t)|^3) (\cos \theta \cos \omega_c t - \sin \theta \sin \omega_c t) \\
&\quad + \frac{\alpha_2 |x_c(t)|^2}{2} (\cos 2\theta \cos 2\omega_c t - \sin 2\theta \sin 2\omega_c t) \\
&\quad + \frac{1}{4} \alpha_3 |x_c(t)|^3 (\cos 3\theta \cos 3\omega_c t - \sin 3\theta \sin 3\omega_c t)
\end{aligned} \tag{36}$$

식 (36)의 실제 출력 신호 $y(t)$ 를 다음과 같이 식 (19)와 유사한 형태로 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned}
y(t) &= y_{DC}(t) \\
&\quad + y_{1i}(t) \cos \omega_c t - y_{1q}(t) \sin \omega_c t \\
&\quad + y_{2i}(t) \cos 2\omega_c t - y_{2q}(t) \sin 2\omega_c t \\
&\quad + y_{3i}(t) \cos 3\omega_c t - y_{3q}(t) \sin 3\omega_c t
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\text{where, } y_{1i}(t) &= (\alpha_1 |x_c(t)| + \frac{3}{4} \alpha_3 |x_c(t)|^3) \cos \theta \\
y_{1q}(t) &= (\alpha_1 |x_c(t)| + \frac{3}{4} \alpha_3 |x_c(t)|^3) \sin \theta \\
y_{2i}(t) &= \frac{\alpha_2 |x_c(t)|^2}{2} \cos 2\theta \\
y_{2q}(t) &= \frac{\alpha_2 |x_c(t)|^2}{2} \sin 2\theta \\
y_{3i}(t) &= \frac{1}{4} \alpha_3 |x_c(t)|^3 \cos 3\theta \\
y_{3q}(t) &= \frac{1}{4} \alpha_3 |x_c(t)|^3 \sin 3\theta
\end{aligned} \tag{37}$$

식 (37)을 식 (19)에 의하여 복소 포락선 출력 신호 $y_c(t)$ 로 바꾸면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 y_c(t) &= (y_{1i}(t) + jy_{1q}(t)) + (y_{2i}(t) + jy_{2q}(t))e^{j\omega_c t} \\
 &\quad + (y_{3i}(t) + jy_{3q}(t))e^{j2\omega_c t} \\
 &= (\alpha_1 |x_c(t)| + \frac{3}{4}\alpha_3 |x_c(t)|^3)e^{j\theta} \\
 &\quad + \frac{\alpha_2 |x_c(t)|^2}{2}e^{j(\omega_c t + 2\theta)} \\
 &\quad + \frac{1}{4}\alpha_3 |x_c(t)|^3 e^{j(2\omega_c t + 3\theta)}
 \end{aligned} \tag{38}$$

식 (38)에서는 식 (37)의 DC 항이 사라졌는데, 그 이유는 실제 신호는 RF 신호이기 때문에 DC는 필터에 의해 제거된다. 또한 식 (38)의 두번째 항과 세번째 항에 각각 $e^{j\omega_c t}$ 와 $e^{j2\omega_c t}$ 가 추가되었는데, 그 이유는 우리가 원하는 출력 복소 포락선 신호는 캐리어 주파수 f_c 를 가지는 포락선 신호인데, 식 (37)에서 확인할 수 있듯이 위 항들은 각각 $2f_c$ 와 $3f_c$ 를 캐리어 주파수로 가지는 복소 포락선 신호이기 때문에 그 차이만큼 보상해 주어야한다. 이에 대한 다른 검증은 식 (37)을 삼각함수 공식을 이용하여 다음과 같이 변형함으로써 이루어진다.

$$y(t) = y_{DC}(t)$$

$$+ y_{1i}(t) \cos \omega_c t - y_{1q}(t) \sin \omega_c t$$

$$+ y'_{2i}(t) \cos \omega_c t - y'_{2q}(t) \sin \omega_c t$$

$$+ y'_{3i}(t) \cos \omega_c t - y'_{3q}(t) \sin \omega_c t$$

$$\text{where, } y_{1i}(t) = (\alpha_1 |x_c(t)| + \frac{3}{4} \alpha_3 |x_c(t)|^3) \cos \theta$$

$$y_{1q}(t) = (\alpha_1 |x_c(t)| + \frac{3}{4} \alpha_3 |x_c(t)|^3) \sin \theta$$

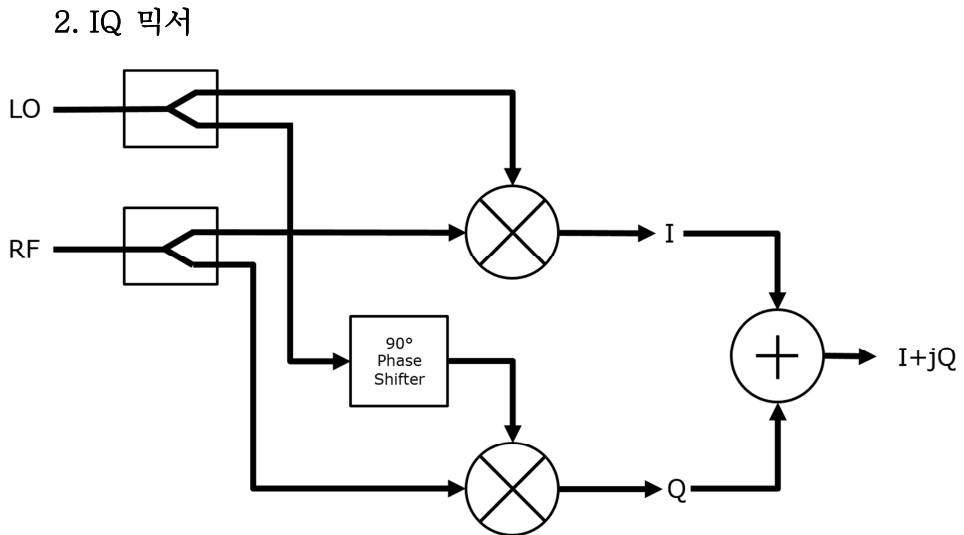
$$y'_{2i}(t) = \frac{\alpha_2 |x_c(t)|^2}{2} \cos(\omega_c t + 2\theta)$$

$$y'_{2q}(t) = \frac{\alpha_2 |x_c(t)|^2}{2} \sin(\omega_c t + 2\theta)$$

$$y'_{3i}(t) = \frac{1}{4} \alpha_3 |x_c(t)|^3 \cos(2\omega_c t + 3\theta)$$

$$y'_{3q}(t) = \frac{1}{4} \alpha_3 |x_c(t)|^3 \sin(2\omega_c t + 3\theta)$$

(39)



[그림 19] IQ 믹서의 블록 다이어그램

– Model Parameters

Name	Description	Units
Gain_conv	믹서의 이득 (conversion gain)	dB
Gain_imbalance	이득 오차	dB
Phase_imbalance	위상 오차	degree
fc	캐리어 주파수 (carrier frequency)	Hz
NF	잡음 지수 (noise figure)	dB
Ndensity	잡음 밀도 (noise density)	W/Hz
fs	샘플링 주파수 (sampling frequency)	Hz
Sidesup	Sideband suppression	dB
RFRej	RF to IF rejection	dB
LORej	LO to IF rejection	dB
LORFIso	LO to RF isolation	dB
IIP3	입력 3차 교차점 (3 rd order output intercept point)	dBm
IIP2	입력 2차 교차점 (2 nd order output intercept point)	dBm
refR	기준 저항 (Reference resistance)	Ohm

– Input Ports

Name	Description	Units	Type
RF	믹서의 RF 입력 (RF input)	V	Complex envelope
LO	믹서의 LO 입력 (LO input)	V	Complex envelope

– Output Ports

Name	Description	Units	Type
IF	믹서의 IF 출력 (IF output)	V	Quadrature Baseband

[표 2] IQ 믹서의 모델 파라미터

그림 19는 IQ 믹서의 내부 블록 다이어그램이며 2개의 믹서를 사용한다. 표 2는 IQ 믹서를 모델링하기 위한 파라미터들과 소자의 입·출력의 신호와 타입을 보여준다.

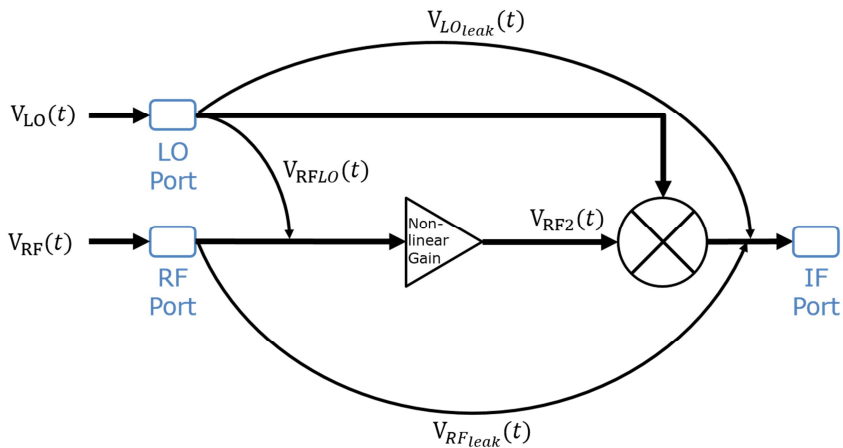
LO 신호와 RF 신호가 전력 분배기를 통해 나뉘어 각각의 믹서로

들어가는데, 하나의 믹서에는 위상이 90° 느린 LO 신호가 들어가서 각각 I와 Q 신호로 나오게 되며 그 출력을 Quadrature 형태로 더하게 된다. 이 때, 전력 분배기와 90° phase shifter의 비 이상적인 특성, 그리고 실제로는 두 믹서가 완전히 동일한 동작을 하지 못하기 때문에 I 신호와 Q 신호 간 위상과 이득이 차이가 나게 된다. 이를 IQ 불균형이라고 하며 IQ 믹서의 시뮬레이션에 고려하였다. 표 2에서 확인할 수 있듯이 이득 오차와 위상 오차로 주어지게 되며 아래와 같이 주어진다.

$$Gain_imbalance = 20 \log \left[\frac{1 + \varepsilon_A}{1 - \varepsilon_A} \right] \quad (40-1)$$

$$Phaes_imbalance = \varepsilon_\theta \quad (40-2)$$

$$\begin{aligned} V_{LO,I}(t) &= 2(1 + \varepsilon_A) \cos(2\pi f_c t + \frac{\varepsilon_\theta}{2}) \\ V_{LO,Q}(t) &= 2(1 - \varepsilon_A) \sin(2\pi f_c t - \frac{\varepsilon_\theta}{2}) \end{aligned} \quad (41)$$



[그림 20] 믹서의 블록 다이어그램

그림 20은 그림 19의 개별 RF 믹서의 내부 블록 다이어그램을 나타낸다. 이 때, 그림 20에 있는 믹서는 이상적인 믹서로써 들어오는 입력 RF와 LO 신호들의 합 주파수와 차 주파수를 출력한다. 먼저 믹서의 입력은 복소 포락선 신호이지만 출력은 실수 기저 대역 신호를 출력한다는 점을 알고 있어야한다.

믹서를 모델링 할 때 중점적으로 고려해야하는 것들은 신호의 누설과 비선형성이다. 믹서에는 그림 20에서 볼 수 있듯이 총 세 가지의 신호 누설이 발생한다. LO 포트에서 IF 포트로 직접 가는 $V_{LO_leak}(t)$ 와 RF 포트에서 IF 포트로 직접 가는 $V_{RF_leak}(t)$, 두 가지의 직접 누설과 LO 포트에서 RF 포트로 가는 간접 누설인 $V_{RFLO}(t)$ 를 고려하였다. 실제로는 RF 포트에서 LO 포트로 가는 누설 또한 존재하지만, 보통 RF 신호의 크기는 LO 신호의 크기보다 매우 작기 때문에 그 영향이 미미하여 고려하지 않았다. 언급한 두 가지의 직접 누설 신호 $V_{LO_leak}(t)$ 와 $V_{RF_leak}(t)$ 는 바로 IF 포트의 출력으로 나타나게 되고 이상적인 믹서의 출력과 더해진다. 미리 언급했듯이 믹서의 입력은 복소 포락선 신호이고 출력은 실수 기저 대역 신호이기 때문에 식 (18)과 (20)을 이용하여 복소 포락선 신호를 실제 신호로 바꾸어주는 과정이 필요하다.

$$V_{IF2}(t) = \text{Re}\left\{V_{RF}(t) \times e^{j2\pi f_c t} \times RFRej\right\} + \text{Re}\left\{V_{LO}(t) \times e^{j2\pi f_c t} \times LORej\right\} \quad (42)$$

$V_{IF2}(t)$ 는 직접 누설로 인한 IF 포트에서의 출력이며 $RFRej$ 와

$LORej$ 는 표 2에 나와있듯이 각 신호의 isolation이며 식 (42)에서는 선형 전압 이득으로 변환한다.

간접 누설인 $V_{RFLO}(t)$ 는 RF 입력 $V_{RF}(t)$ 와 더해져서 그림 20의 비선형 증폭기의 입력으로 들어간다. 이 비선형 증폭기는 앞에서 논의한 그림 18의 증폭기와 같은 동작을 하며 그 결과로 RF와 LO의 고조파와 상호 변조가 발생하여 믹서의 입력으로 다양한 주파수 성분이 들어가게 되며 이를 $V_{RF2}(t)$ 라고 정의하였다. 이상적인 믹서의 LO에는 누설되고 남은 신호인 $V_{LO2}(t)$ 가 들어가게 되며, 이 때 직접 누설과 마찬가지로 실제로 믹서의 동작은 캐리어 주파수가 포함된 신호의 주파수끼리의 합과 차를 출력하기 때문에 RF 신호와 LO 신호에 캐리어 주파수 성분인 $e^{j2\pi f_c t}$ 를 곱해 주어야 한다. 그렇게 되면 $V_{RF2}(t)$ 와 $V_{LO2}(t)$ 는 식 (18)에 의하여 다음과 같이 해석 신호로 바뀌게 된다.

$$\begin{aligned} V_{a,RF2}(t) &= V_{RF2}(t) \times e^{j2\pi f_c t} \\ V_{a,LO2}(t) &= V_{LO2}(t) \times e^{j2\pi f_c t} \end{aligned} \quad (43)$$

$V_{a,RF2}$ 는 V_{RF2} 의 해석 신호이고 $V_{a,LO2}$ 는 V_{LO2} 의 해석 신호이다. 해석 신호는 다시 식 (17)에 의하여 포락선과 순시 위상으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{a,RF2}(t) &= V_{m,RF}(t) e^{j\phi_{RF}(t)} \\ V_{a,LO2}(t) &= V_{m,LO}(t) e^{j\phi_{LO}(t)} \end{aligned} \quad (44)$$

믹서에 식 (44)의 두 신호가 입력이 되고 순시 위상 값의 합과 차가 출력되는데, 이 때 표 2의 sideband suppression값 만큼 합 주파수에서의 전력이 낮아진다.

$$V_{IF1}(t) = \text{Re}\left\{V_{m,RF}(t)e^{j(\phi_{RF}(t)-\phi_{LO}(t))}\right\} + \text{Re}\left\{V_{m,RF}(t)e^{j(\phi_{RF}(t)+\phi_{LO}(t))} \times Sidesup\right\} \quad (45)$$

$V_{IF1}(t)$ 는 이상적인 믹서의 출력이며 $V_{IF2}(t)$ 와 마찬가지로 실수 기저 대역 신호이므로 해석 신호에 실수 값을 취해주었다. 식 (42)와 마찬가지로 $Sidesup$ 은 선형 전압 이득으로 변환한다.

하지만 LO 신호 경로에도 고조파가 발생하기 때문에 이를 고려해 주어야 한다. 이상적인 스위칭 믹서의 경우 시간 영역에서 LO 신호는 이상적으로 반 주기마다 번갈아 0과 1 값을 갖는 구형파이다. 이 경우 $(2n-1) \times LO$ 에서 기존 $1 \times LO$ 신호의 $\frac{1}{2n-1}$ 배에 해당하는 고조파가 생성된다 ($n = 2, 3, \dots$) . 그러므로 $(2n-1) \times LO$ 와 RF 신호가 곱해져 생성되는 IF 신호는 다음과 같다.

$$V_{IF3}(n,t) = \text{Re}\left\{\frac{V_{m,RF}(t)}{(2n-1)}e^{j(\phi_{RF}(t)-(2n-1)\phi_{LO}(t))}\right\} + \text{Re}\left\{\frac{V_{m,RF}(t)}{(2n-1)}e^{j(\phi_{RF}(t)+(2n-1)\phi_{LO}(t))} \times Sidesup\right\} \quad (46)$$

실제로는 믹서의 비대칭성으로 인한 LO의 짝수 고조파도 생성되기

때문에 이 또한 고려해 주어야 한다. 만약 사용자가 사용하고자 하는 믹서의 데이터 시트에 주어진 믹서의 Spur 테이블을 입력하거나 직접 측정된 데이터를 입력하면, 그에 맞는 LO 고조파의 이득을 계산한다.

식 (42), (45), 그리고 (46)을 더하여 믹서의 최종 IF 출력을 계산한다.

$$V_{IF}(t) = V_{IF1}(t) + V_{IF2}(t) + \sum_{n=2}^{\infty} V_{IF3}(n,t) \quad (47)$$

식 (47)은 그림 19에서 하나의 믹서에서 나온 출력을 의미하며 I 채널과 Q 채널에서 각각 $V_{IF,I}(t)$ 와 $V_{IF,Q}(t)$ 를 계산한 뒤 최종적으로 Quadrature 기저 대역 신호를 생성한다.

$$V_{IF,BB}(t) = V_{IF,I}(t) + jV_{IF,Q}(t) \quad (48)$$

제 4 절 안테나의 커플링 효과

실제로 FMCW 레이다 시스템을 설계할 때, 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 커플링에 의해서 수신 안테나에 큰 신호가 수신돼서 문제가 발생하고 이에 대한 해결책들이 논문으로 나오고 있다[8] - [9]. 그에 맞춰 FMCW 레이다 시스템을 시뮬레이션하기 위한 시뮬레이터도 안테나 커플링을 고려하여 시스템 성능에 어느 정도 악영향을 끼치는지 파악하고 개선해 나갈 수 있어야 한다.

안테나 커플링에 의해 수신 안테나로 수신되는 신호는 식 (4)와 같은 형태이며 회로 내부의 짧은 시간 지연을 거쳐서 바로 수신되기 때문에 그 크기가 매우 크다.

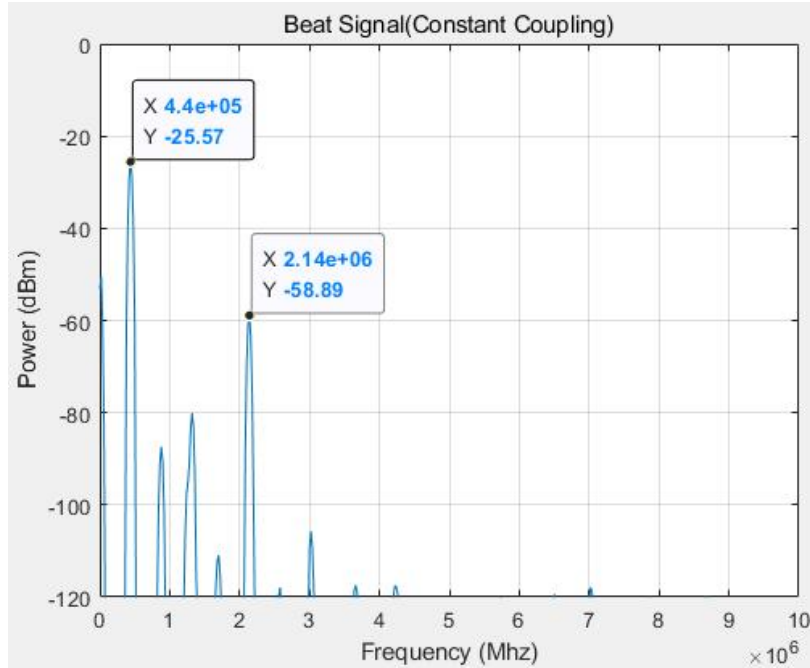
$$y_c(t, n) = C \cos(2\pi(f_c(nT + t - \tau_c) + \frac{\alpha(t - \tau_c)^2}{2}) + \varphi_0) \quad (49)$$

안테나 커플링에 의한 수신 신호 $y_c(t, n)$ 가 식 (3)의 $x(t, n)$ 과 믹서를 통해 곱해지게 되면 커플링에 의한 비트 신호 $b_c(t, n)$ 를 생성한다.

$$b_c(t, n) = x \times y_c \propto \frac{AC}{2} \cos(2\pi \frac{2\alpha R'}{c} t + \frac{4\pi f_c R'}{c}) \quad (50)$$

R' 은 내부 시간 지연 τ_c 에 해당되는 거리이다. 사실 식 (50)의 C 가 시간에 따라 변하지 않으면 그림 21과 같이 비트 신호에서 $\frac{2\alpha R'}{c}$ 에

해당하는 고정된 주파수에서 델타 함수가 형성될 것이다. 이는 디지털 단에서 쉽게 제거할 수 있어서 큰 문제가 되지 않는다.

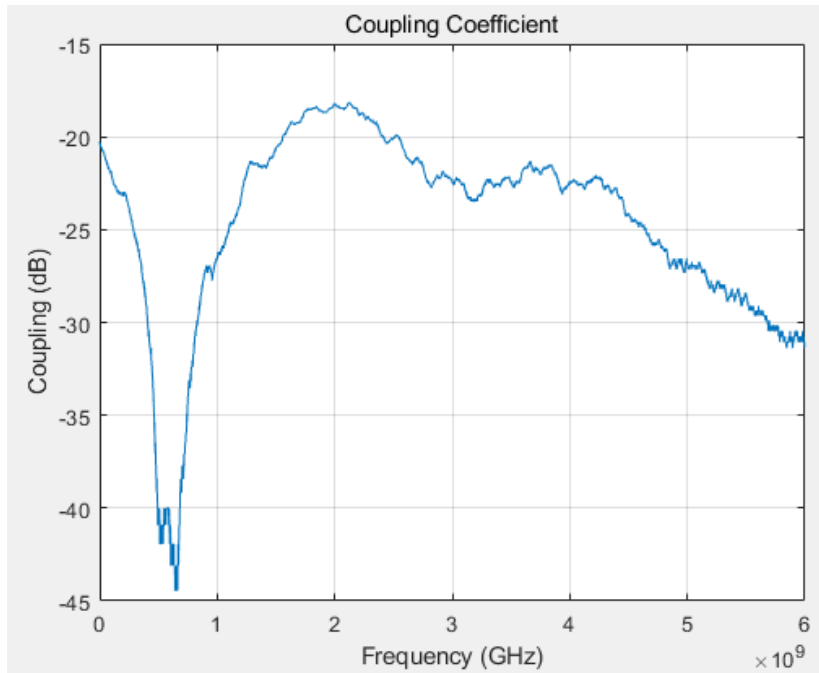


[그림 21] -20dB 상수 커플링 계수의 비트 신호

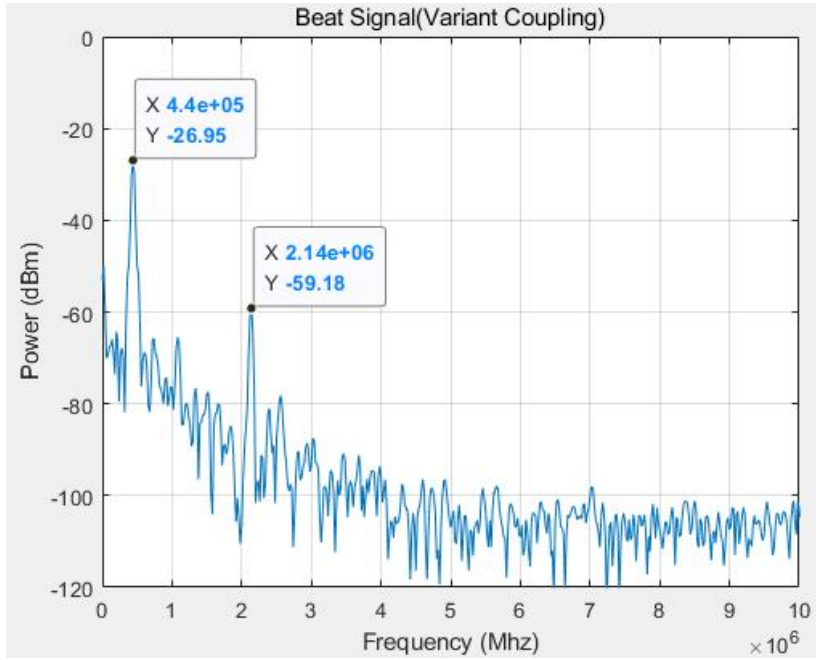
그림 21은 모든 주파수에서 -20dB의 커플링 계수를 갖도록 시뮬레이션을 한 비트 신호이다. 2.14MHz에서 타겟 신호가 발생되고, 안테나 커플링에 의해 0.44MHz에서 비트 신호가 크게 발생한다. 나머지 주파수에서 발생하는 신호는 증폭기와 믹서의 비선형성에 의해서 발생하는 신호이다.

실제로 안테나는 주파수에 따라 커플링 값이 상수일 수 없으며, 더욱이 FMCW 레이다는 광대역을 사용하기 때문에 대역폭 안에서 주파수에 따른 커플링 계수 차이가 크게 나타난다. 1장에서 언급했듯이 FMCW 레이다에서 주파수는 시간이랑 비례하기 때문에 이 C 값은

시간에 따라 변하는 $C(t)$ 로 대체된다. 그러면 식 (50)의 신호 $b_c(t, n)$ 에 $C(t)$ 만큼의 진폭 변조가 걸린 효과가 발생하고 그림 22에서 확인할 수 있듯이 안테나 커플링에 의한 비트 주파수 $\frac{2\alpha R'}{c}$ 의 주변으로 전력이 분산되는 spectral leakage 현상이 발생하게 된다. 일반적으로 레이더에서 타겟 신호는 매우 작기 때문에 안테나 커플링의 spectral leakage에 타겟 신호가 묻혀 안 보이는 현상이 발생할 수 있고 이는 레이더에 아주 큰 성능 저하를 일으킨다.



(a)



(b)

[그림 22] 실제 안테나의 (a)커플링 계수 (b)비트 신호

그림 22-(a)는 6GHz의 대역폭에서 주파수에 따라 안테나의 커플링 계수를 나타내었고, 그림 22-(b)는 그에 따른 비트 신호 결과이다. 0.44MHz를 중심으로 전력이 퍼져 나가는 것을 볼 수 있고, 이 현상이 심해진다면 2.14MHz의 타겟 신호를 관찰할 수 없을 것이다.

이를 구현하기 위하여 식 (3)의 송신 신호 $x(t,n)$ 에 τ_c 에 해당하는 시간 지연을 주고, 실제 안테나의 주파수에 따른 커플링 계수 $c(f)$ 를 시뮬레이터에 입력할 수 있도록 하여 진폭 변화를 반영하였다. 앞에서 언급했듯이 FMCW 레이다에 주파수에 따른 진폭 변화란 곧 시간에 따른 진폭 변화와 같기 때문에 식 (2)의 관계에 의하여 $c(f)$ 로 $C(t)$ 를 표현할 수 있다. 하지만 보통 주어진 $c(f)$ 의 주파수 샘플링 개수가 chirp 신호의 샘플링 개수보다 훨씬 적기 때문에 보간을

이용하여 $c(f)$ 의 샘플링 개수를 맞춰 주어야 한다. 본 논문에서는 이를 위해 선형 보간을 사용하였다.

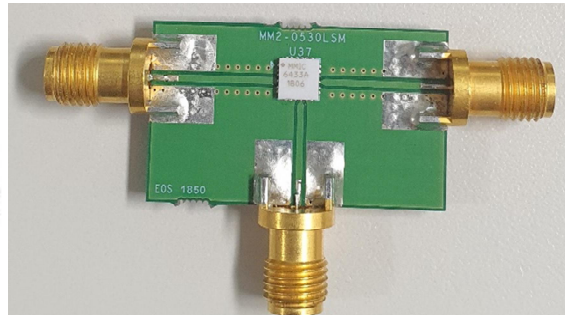
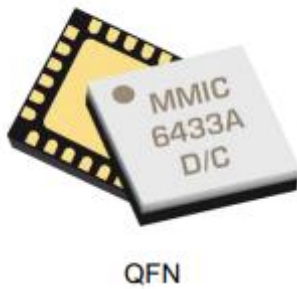
제 4 장 시뮬레이션 및 검증

이번 장에서는 3장에서 논의한 RF 소자와 FMCW 레이다 시스템 시뮬레이터의 검증을 진행한다.

제 1 절 RF 믹서의 검증

이번 절에서는 3장 3절에서 논의한 RF 믹서 모델링의 검증을 진행한다. 검증은 실제 믹서 소자의 측정과 시뮬레이션을 비교한다. 소자는 ‘Marki’사에서 판매중인 MM2-0530LSM을 사용한다.

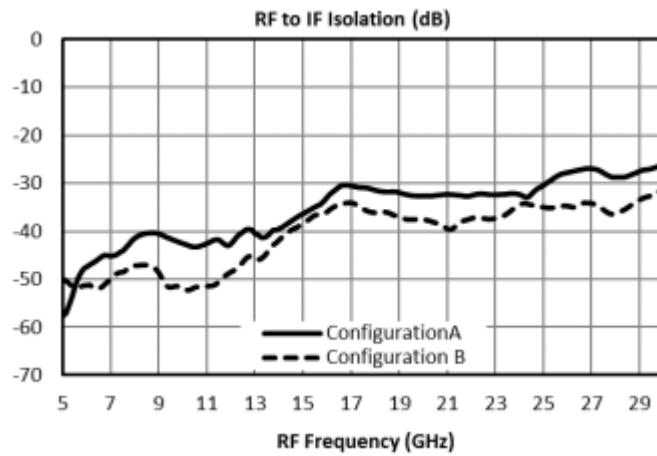
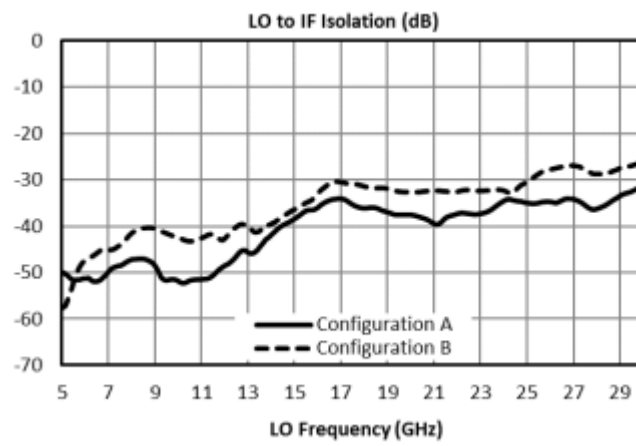
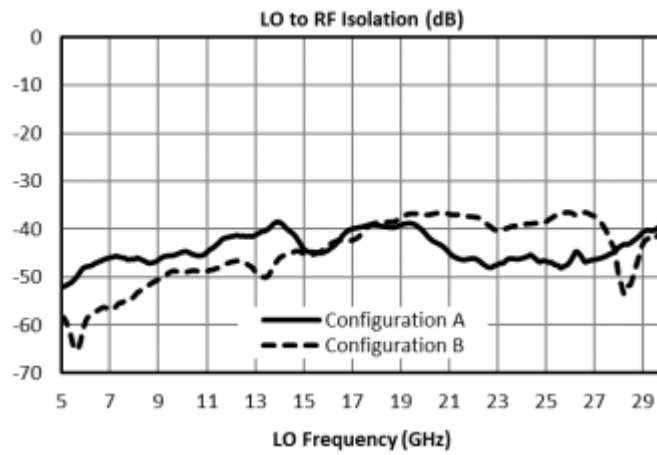
MM2-0530LSM



(a)

Parameter	LO (GHz)	RF (GHz)	IF (GHz)	Min	Typ	Max	LO drive level (dBm)
Conversion Loss (dB) ¹	5-30	5-30	2-20		9 (10)		+15
Isolation (dB)					See Plots		Config. A: +9 to +17 Config. B: +9 to +17
LO-RF LO-IF RF-IF							
Input 1 dB Compression (dBm)					7 9		
Input Two-Tone Third Order Intercept Point (dBm) ²					+15 +19		

(b)



(c)

-10 dBm IF Input	0xLO	1xLO	2xLO	3xLO	4xLO	5xLO
1xRF	26 (30)	Reference	32 (37)	14 (12)	38 (41)	26 (19)
2xRF	67 (59)	55 (59)	60 (60)	60 (62)	65 (67)	68 (69)
3xRF	93 (88)	58 (61)	80 (86)	68 (69)	83 (84)	71 (68)
4xRF	153 (152)	82 (110)	114 (114)	115 (114)	115 (112)	117 (119)
5xRF	175 (171)	121 (121)	136 (140)	121 (124)	138 (142)	131 (128)

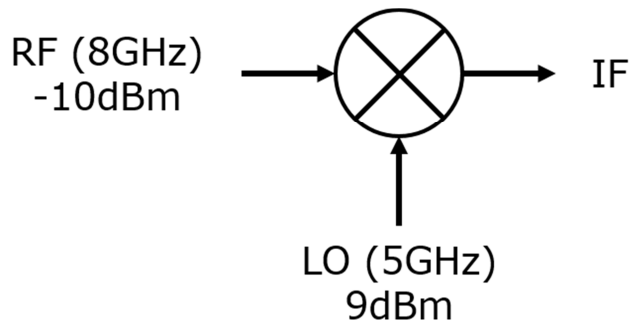
(d)

[그림 23] MM2-0530LSM 믹서의 (a)fabrication (b)특성 파라미터
(c)누설 특성 (d)spur 테이블

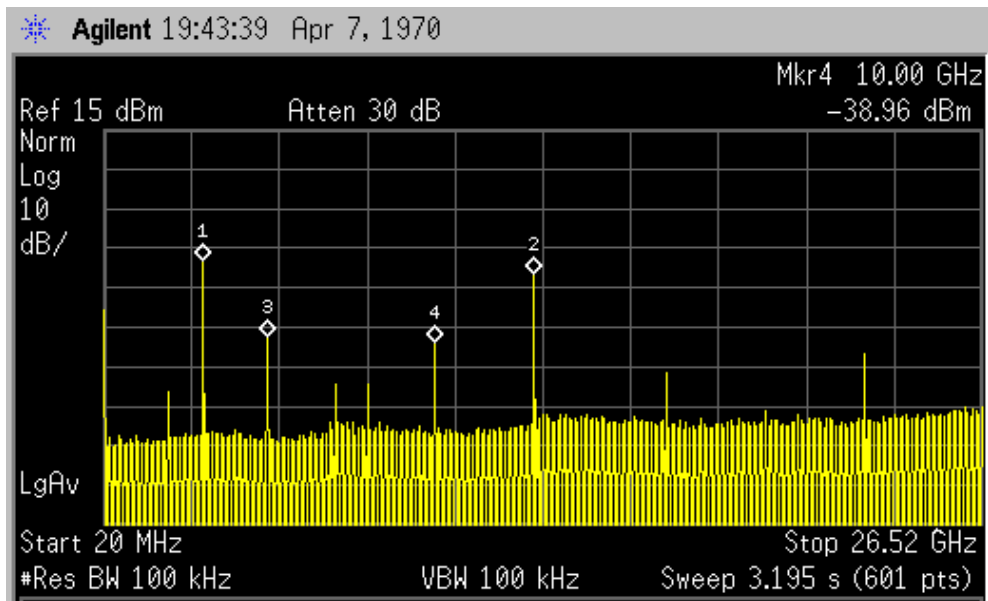
그림 23에 검증하고자 하는 믹서의 특성들이 나와있다. 믹서의 손실과 누설, A_{IIP3} 와 고조파에 의한 성분을 알 수 있고, 이를 시뮬레이터에 적용한다. 검증은 one-tone과 two-tone에 대하여 각각 진행한다.

1. One-tone

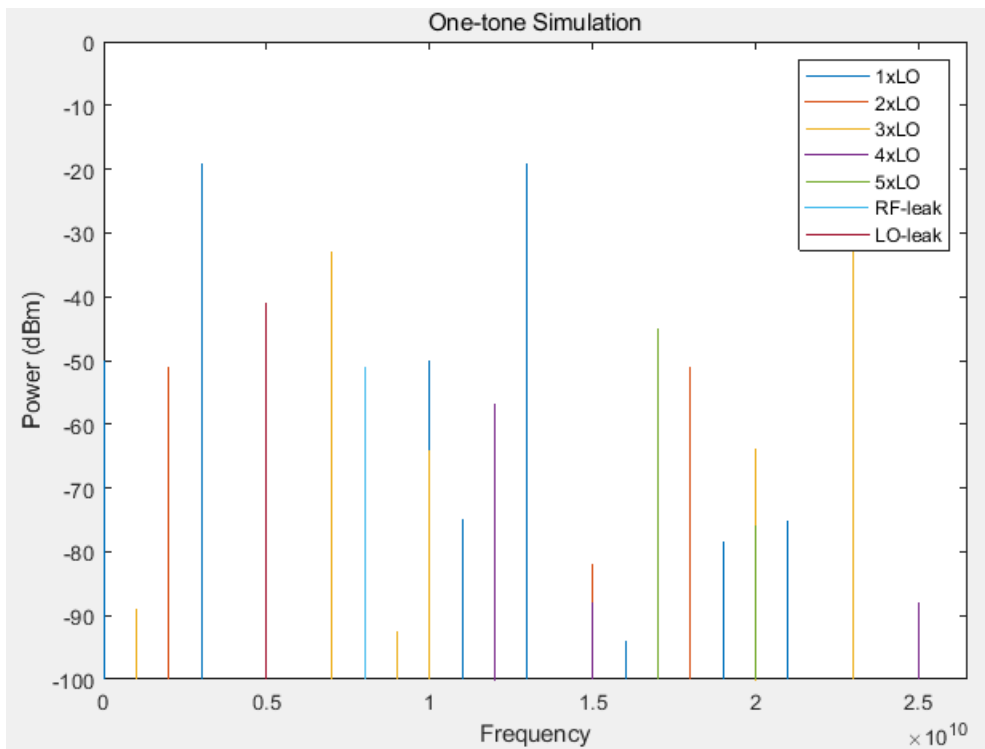
그림 24-(a)와 같이 -10dBm의 8GHz RF 신호와 9dBm의 5GHz LO 신호를 넣어 측정과 시뮬레이션을 비교해본다. 신호의 주파수와 전력은 그림 23-(b)에서 RF와 LO신호의 동작 대역을 고려하고 (d)의 테이블이 -10dBm 입력 기준이기 때문에 위와 같이 정하였다.



(a)



(b)



(c)

[그림 24] One-tone: (a)측정 셋업 (b)측정 결과 (c)시뮬레이션 결과

주파수		측정	시뮬레이션	테이블
$1 \times LO$	3 GHz	-19	-19.03	-19
	10 GHz	-38.96	-50	-50
	11 GHz	-81	-75.02	-74
	19 GHz	-80	-78.54	-77
$2 \times LO$	2 GHz	-52.09	-51.03	-51
$3 \times LO$	7 GHz	-50	-33.03	-33
	20 GHz	-54.54	-64.06	-64
$4 \times LO$	18 GHz	-57.92	-57.03	-57
$5 \times LO$	17 GHz	-48.78	-45.03	-45
<i>DirectRF</i>	8 GHz	-50	-51	-51
<i>DirectLO</i>	5 GHz	-36	-41	-41

(단위 : dBm)

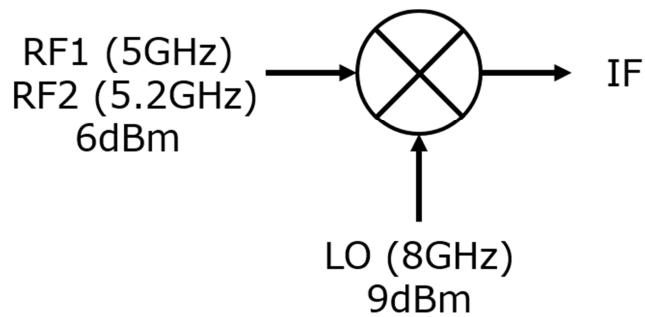
[표 3] One-tone 주요 주파수 성분 비교

그림 24-(b)와 (c)에 각각 믹서의 one-tone 측정 결과와 시뮬레이션 결과가 제시되어 있다. 측정 상황에서는 측정 장비의 잡음이 존재하고, 시뮬레이션에서는 잡음을 고려하지 않았다. 측정의 잡음 수준이 $-60 \sim -70$ dBm 수준인 것을 감안하면 측정과 시뮬레이션이 유사한 결과를 보여준다. 다만 7GHz와 10GHz 주파수에서 차이를 보이는데, 이는 믹서의 오류로 보여진다. 표 3에서 one-tone 측정과 시뮬레이션 결과를 주요 주파수 성분에 대하여 비교하였다. LO의 고조파들과 RF와 LO의 직접 누설로 성분을 나누었으며, 측정 값과 시뮬레이션 값 그리고 그림 23-(d)의 spur 테이블로 역산한 값을 모두 비교하였다. 측정과 시뮬레이션 값 사이에 10dB 이상의 오차가 존재하는 항목에 표시를 하였고, 앞에서 언급한 7GHz와 10GHz가 이에 해당된다. 하지만 테이블로부터 역산한 결과와는 정확히 같은 결과를 출력하기 때문에, 믹서의 단일 제품과 테이블 사이의 오류라고 볼 수

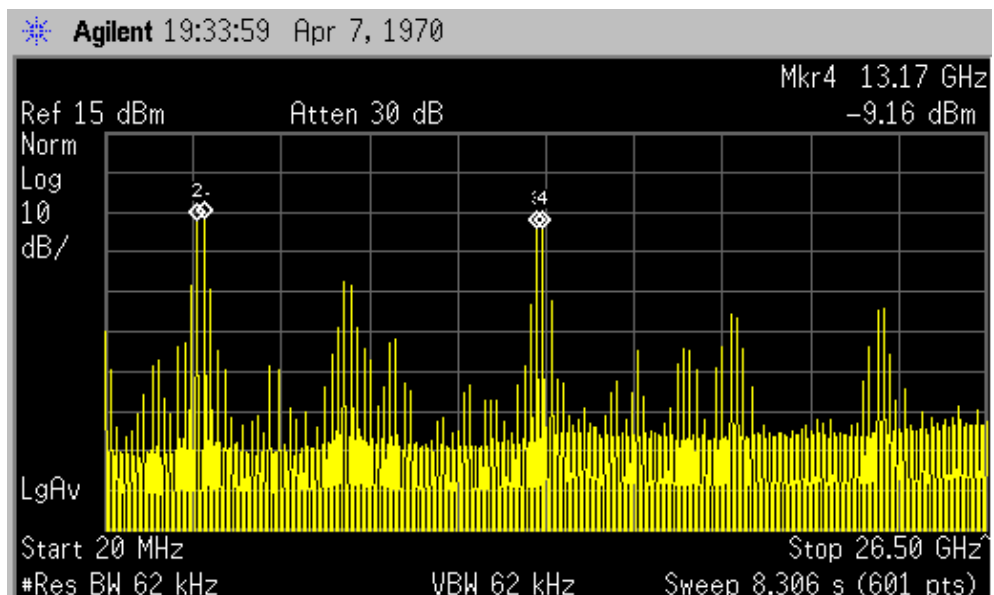
있다.

2. Tow-tone

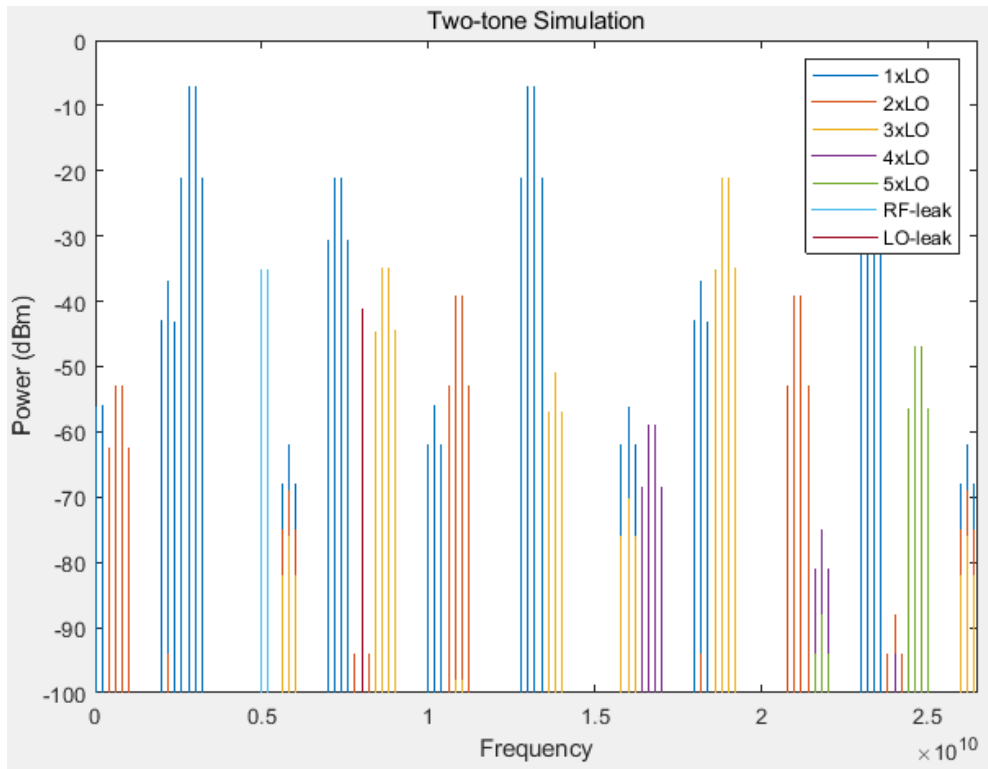
그림 25-(a)와 같이 6dBm의 5GHz와 5.2GHz RF 신호와 9dBm의 8GHz LO 신호를 넣어 측정과 시뮬레이션을 비교해본다. 신호의 주파수와 전력을 정한 조건은 그림 23-(b)의 동작 대역을 고려하였으며 상호 변조를 관찰하기 위해 보다 높은 전력의 신호를 넣어 주었다.



(a)



(b)



(c)

[그림 25] Two-tone: (a)측정 셋업 (b)측정 결과 (c)시뮬레이션 결과

주파수		측정	시뮬레이션
$1 \times LO$	2.2 GHz	-38.37	-37
	2.4 GHz	-37.99	-43.02
	2.6 GHz	-23.93	-21
	2.8 GHz	-6.82	-7.12
	7.2 GHz	-22.74	-21
	7.6 GHz	-34.22	-30.54
$2 \times LO$	10.6 GHz	-59.76	-53
	10.8 GHz	-50.98	-39.12
$3 \times LO$	8.4 GHz	-48.54	-44.54
	8.6 GHz	-38.07	-35
	13.6 GHz	-45.88	-57.02
	13.8 GHz	-48.54	-51
	18.6 GHz	-37.88	-35
	18.8 GHz	-30.66	-21.12

$4 \times LO$	16.4 GHz	-61.08	-68.54
	16.6 GHz	-63.27	-59
$5 \times LO$	24.4 GHz	-58.5	-56.54
	24.6 GHz	-54.88	-47

(단위 : dBm)

[표 4] Two-tone 주요 주파수 성분 비교

그림 25-(b)와 (c)에 각각 믹서의 two-tone 측정 결과와 시뮬레이션 결과가 제시되어 있다. 측정의 잡음 수준이 $-60 \sim -70$ dBm 수준인 것을 감안하면 측정과 시뮬레이션이 유사한 결과를 보여준다. 다만 시뮬레이션은 RF 포트의 비선형성을 3차까지만 고려하였기 때문에 그 이상의 고조파나 상호 변조에 의한 항들은 출력되지 않는 것을 볼 수 있다. 또한, two-tone 측정의 경우 RF1과 RF2를 더할 때 비선형성에 의해 다른 항들이 생성되어 입력되기 때문에 원하지 않는 항들이 출력되었을 수 있다. 표 4에서 two-tone 측정과 시뮬레이션 결과를 주요 주파수 성분에 대하여 비교하였다. One-tone 검증과는 다르게 데이터 시트의 spur 테이블은 one-tone 입력에 대한 출력이기 때문에 비교하지 못한다.

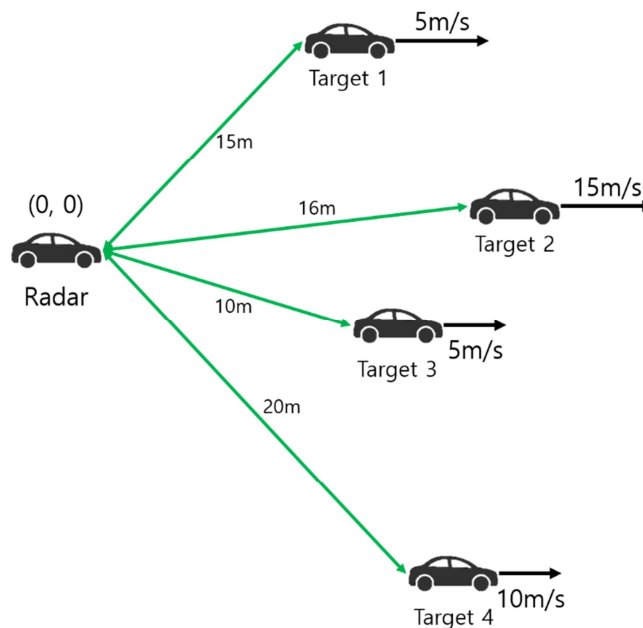
3장에서 모델링한 RF 믹서 모델에 대한 검증을 실제 소자의 측정을 통하여 진행하였다. 측정과 시뮬레이션을 one-tone과 two-tone에 대해서 각각 진행하였고, 그 결과를 제시하였다. 결과 분석을 통해 3장에서 논의한 RF 믹서의 비선형성에 의한 고조파와 상호 변조를 확인할 수 있었고, 직접 누설과 간접 누설에 의한 영향까지 반영한 결과라는 것을 알 수 있다. 비록 측정 결과와 시뮬레이션 결과 간의 오차가 발생하였지만, 실제 믹서와 데이터 시트 간의 오차, 측정 환경의 제약 때문에 발생한 오차이다.

제 2 절 FMCW 레이더 시스템 시뮬레이터의 검증

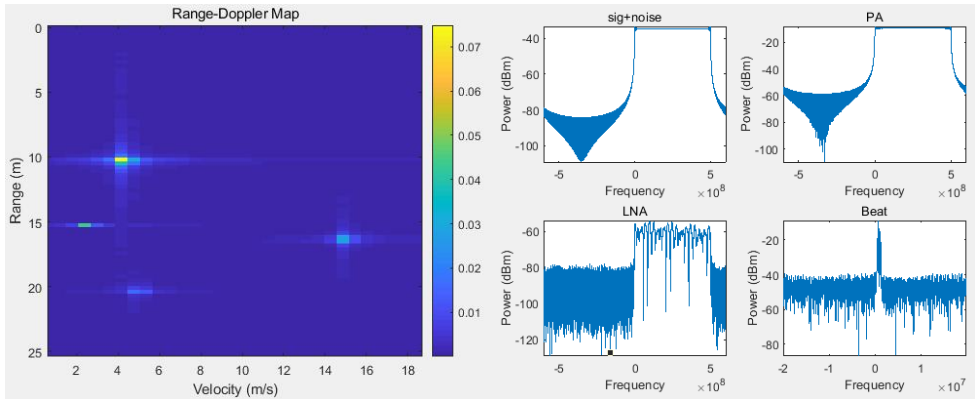
이번 절에서는 개발한 전체 FMCW 레이더 시스템 시뮬레이터의 검증을 진행한다. 검증은 총 세 가지로 진행하는데, 첫번째는 다수의 타겟을 임의의 위치에 배치한 후 시뮬레이터가 타겟을 찾는 것을 확인한다. 두번째는 ‘Keysight’사의 ‘SystemVue’와 같은 시나리오에서 단계별 신호를 비교한다. 마지막으로 실제 제작한 FMCW 레이더 시스템에서 비트 신호를 측정하여 비교 검증한다.

1. 단일 시뮬레이션

총 4개의 타겟을 그림 26-(a)와 같이 배치한 후 1개의 송신 안테나, 3개의 수신 안테나를 사용하여 시뮬레이션을 수행한다. 다른 파라미터들은 임의로 지정한다.

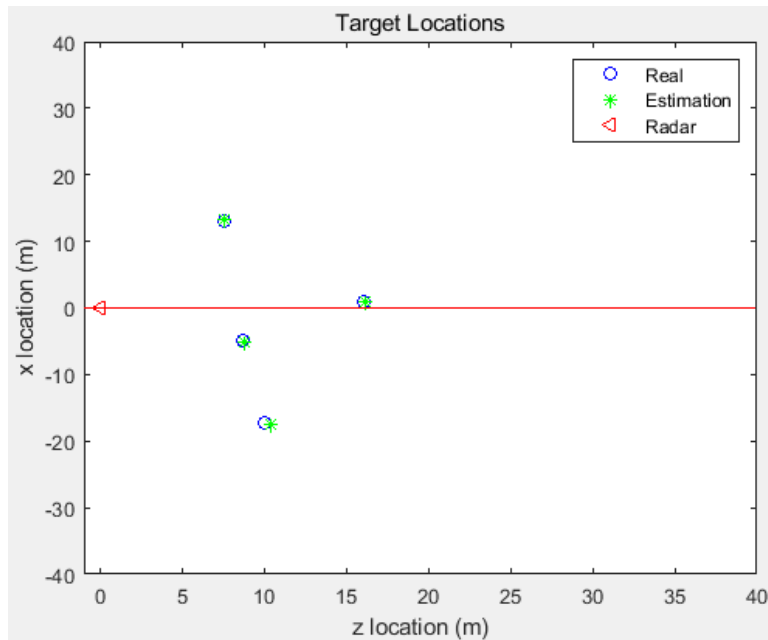


(a)



(b)

(c)



(d)

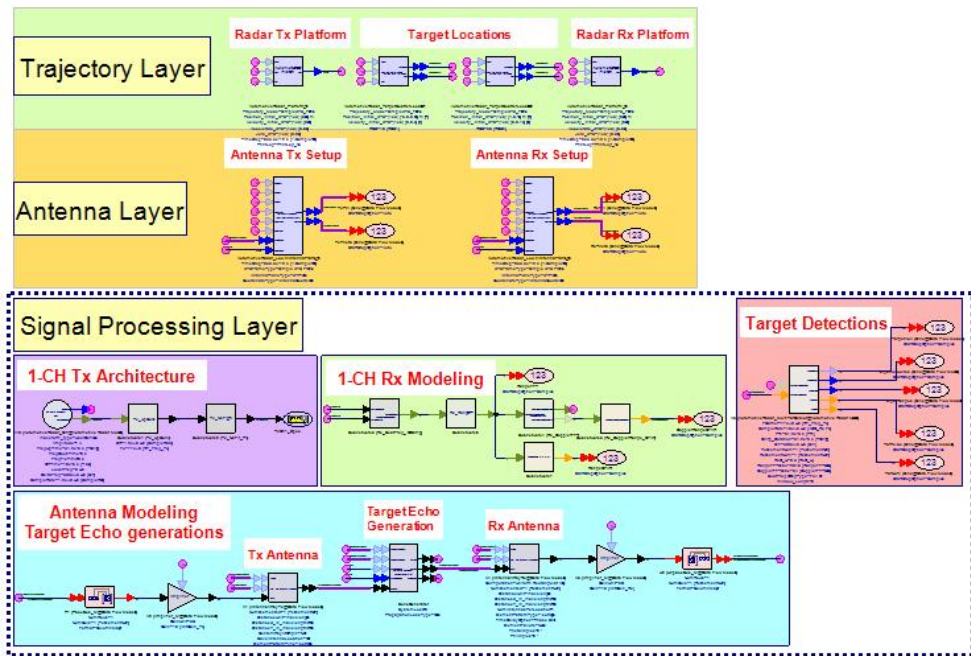
[그림 26] 단일 시뮬레이션: (a)시나리오 (b)Range-Doppler map

(c)단계별 신호 (d)타겟의 실제 위치와 추정 위치 비교

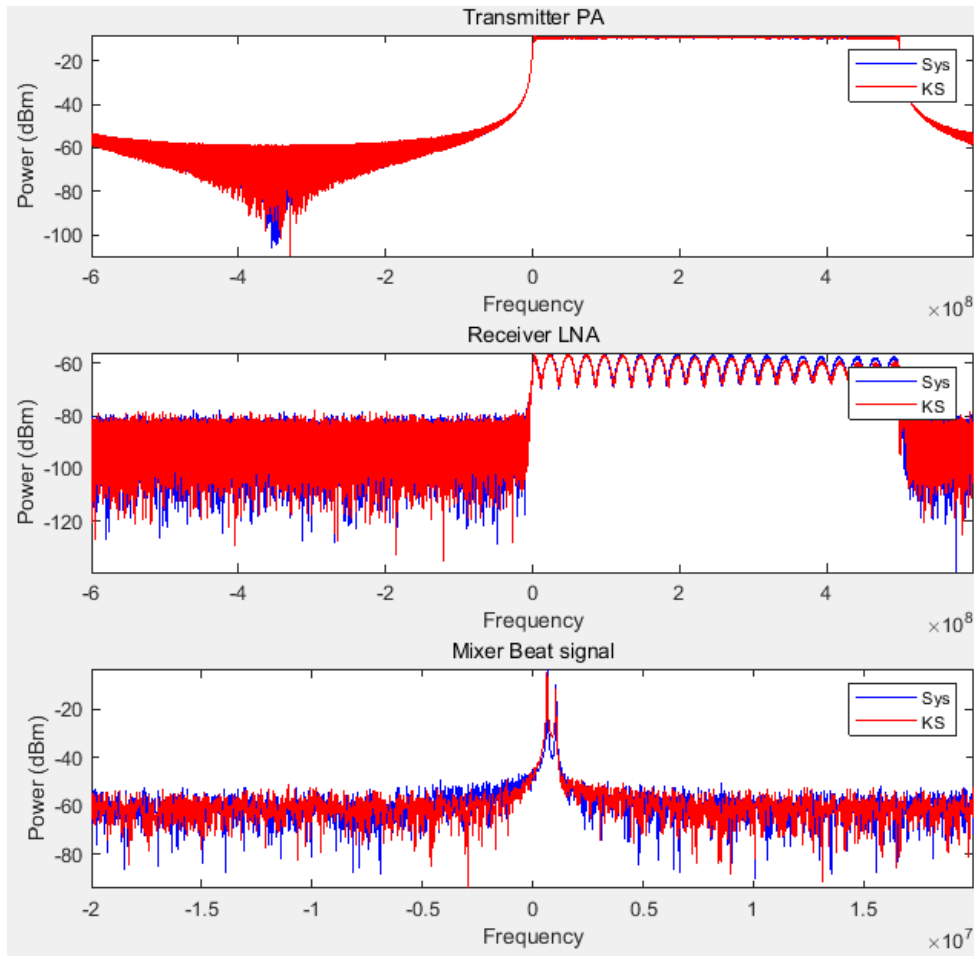
그림 26은 단일 시뮬레이션의 시나리오와 출력으로 나오는 그래프들이다. (d)에서 4개의 타겟이 실제 공간상의 위치(동그라미)와 시뮬레이터가 추정한 위치(별)가 일치함으로써 검증을 완료한다.

2. SystemVue

‘SystemVue’로 검증하고자 하는 시나리오는 다음과 같다. 송/수신기는 각각 무지향성 안테나 1개씩을 사용한 77GHz에서 동작하는 FMCW 레이다 시스템이며, 2개의 타겟에 대해 시뮬레이션을 진행한다. 그림 27-(a)에 있는 소스, 증폭기, 안테나, 믹서 등에 들어가는 모든 파라미터를 개발한 시뮬레이터에 입력하여 시뮬레이션을 돌린 후 단계별 신호를 비교한다.



(a)



(b)

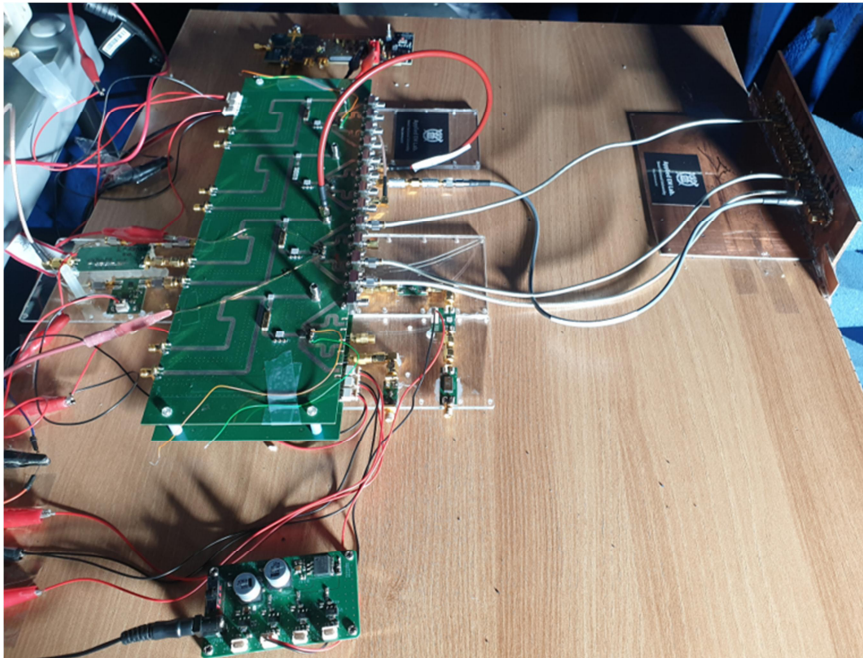
[그림 27] ‘SystemVue’ 의 (a)시스템 구성도

(b)시뮬레이터와 단계별 신호 비교

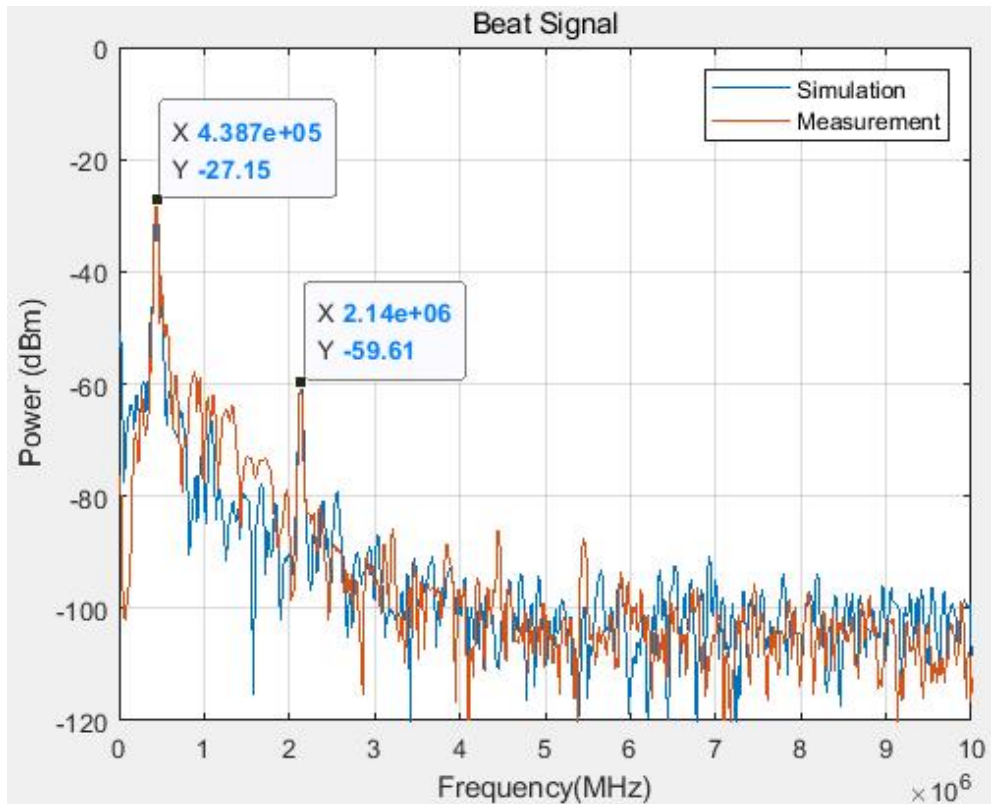
그림 27-(b)는 ‘SystemVue’의 결과와 시뮬레이터의 결과를 겹쳐서 플롯한 그림이며, 위에서부터 송신기의 증폭기, 수신기의 저잡음 증폭기, 그리고 믹서를 지난 비트 신호, 이렇게 세 가지의 신호의 전력을 주파수영역에서 나타내었다. 잡음 전력과 신호의 전력이 모든 주파수 영역에서 두 결과가 잘 일치하는 것을 확인할 수 있다.

3. 시스템 측정

마지막으로 실제 제작한 FMCW 레이더 시스템을 측정하고 시뮬레이터와 비교한다. 측정할 시스템은 12-18GHz에서 동작하는 광대역 FMCW 레이더로 송/수신 안테나 각각 1개씩을 사용한다. 이 때 송신 안테나에서 수신 안테나로 커플링이 발생하고 6GHz 대역폭 내에서 그림 22-(a)와 같은 커플링 계수를 가진다. 또한 커플링에 의한 누설은 $3.67ns$ 의 내부 시간 지연을 갖고 있다. 실제로 송신기에서 만든 chirp 신호는 모든 주파수에서 일정한 이득을 가질 수 없기 때문에 안테나의 커플링 효과와 마찬가지로 진폭 변조 효과로 인한 spectral leakage 현상이 발생하게 되고, 이를 반영하기 위해 송신 chirp 신호를 측정하여 대체하였다. 타겟은 2.67m의 거리에 RCS가 23dBsm인 강철판을 사용하고 있다. RF 영역에서는 100GHz로 샘플링을 하고 믹서를 지나 기저 대역으로 내려오면 20배의 decimation을 수행한다. 측정된 레이더 시스템은 그림 28-(a)에 나와있다.



(a)



(b)

[그림 28] 시스템 측정: (a) 셋업 (b) 시뮬레이션과 결과 비교

그림 28은 측정과 시뮬레이션의 비트 신호 결과를 보여준다. 그림에서 표시한 두 지점 중 왼쪽은 안테나의 커플링에 의해 생성된 비트 주파수이며 오른쪽은 타겟에 의해 생성된 비트 주파수이다. 두 주파수에서 측정과 시뮬레이션의 결과가 정확히 일치하는 것을 확인할 수 있다. 또한 잡음 전력도 정확한 결과가 나온 것을 알려준다. 다만, 두 주파수 사이에서 발생하는 spectral leakage의 전력이 다소 차이가 나는데 이는 측정 장비의 오류이거나 RF 소자의 위상 잡음이나 주파수에 따른 이득, 누설 등의 차이를 반영하지 못해 생기는 진폭 변조에 의한 spectral leakage 현상이다.

제 5 장 결 론

본 논문에서는 FMCW 레이더 시스템의 성능을 예측하기 위해, 안테나의 커플링을 고려한 자동차용 FMCW 레이더 시스템 시뮬레이터 개발에 대해 제시하고 있다. 시스템의 정확한 성능 예측을 위해 RF 소자를 행동 모델로 구현하였고 안테나의 커플링 효과를 고려하였다.

실제 안테나는 대역폭 내에서, 주파수에 따라 변하는 커플링 계수를 갖고 있기 때문에 이에 따른 진폭 변조 효과가 발생한다. 이는 spectral leakage 현상을 야기시키는데, 넓은 대역폭을 사용하고 타겟 신호의 크기가 작은 자동차용 FMCW 레이더 시스템에서는 큰 문제가 될 수 있고, 경우에 따라 아예 동작하지 않을 수도 있다. 따라서 시뮬레이터가 이를 미리 예측할 수 있어야 한다.

안테나 커플링 효과를 고려하기 위해서는 RF 소자의 모델링도 매우 중요하다. 특히 RF 믹서에서 발생하는 비선형성과 누설은 원하지 않는 주파수 성분을 생성하게 되고, 이는 비트 신호에 큰 영향을 끼치게 된다. 따라서 3장에서 복소 포락선 신호를 이용한 RF 소자의 모델링에 대해 제시하였고, 실제 RF 소자의 파라미터를 입력할 수 있어 더욱 실제와 가까운 결과를 얻을 수 있었으며 측정을 통해 검증을 하였다.

또한, FMCW 레이더의 신호 처리와 2D-CFAR과 TDM-MIMO를 구현하여 기본적인 FMCW 레이더 시스템 시뮬레이터로써 사용할 수 있도록 하였다.

마지막으로 ‘SystemVue’와 실제 측정한 FMCW 레이더 시스템 결과를 이용하여 FMCW 레이더 시스템의 검증을 수행하였다. 본

논문에서 제시한 시뮬레이터는 고가의 라이선스 구매가 어려운 중소기업 및 교육 현장에서 유용하게 쓰일 것으로 기대된다.

참고 문헌

- [1] H. H. Meinel, “Evolving automotive radar: From the very beginnings into the future,” in Proc. European Conf. Antennas and Propagation, Hague, The Netherlands, 2014, pp. 3107–3114.
- [2] H. D. Griffiths, “New ideas in FM radar”, ELECTRONICS & COMMUNICATION ENGINEERING JOURNAL, October, 1990.
- [3] M. Richards, M. A. Richards, J. A. Scheer, and W. A. Holm, Principles of Modern Radar: Basic Principles. Institution of Engineering and Technology, 2010.
- [4] E. Fishler, A. Haimovich, R. Blum, D. Chizhik, L. Cimini, and R. Valenzuela, "MIMO radar: An idea whose time has come", Proc. IEEE Radar Conf., pp. 71–78, 2004–Apr.
- [5] Justice, J, "Analytic signal processing in music computation". IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing.
- [6] A. R. Kaye, D. A. George, and M. J. Eric, “Analysis and Compensation of Bandpass Nonlinearities for Communications”, IEEE Transactions of Communications, October, 1972.
- [7] B. Razavi, “RF Microelectronics”, Prentice Hall, 2012.
- [8] S. Thomas, C. Bredendiek, and N. Pohl, “A SiGe–Based 240–GHz FMCW Radar System for High–Resolution Measurements”, Transactions on Microwave Theory and Techniques, VOL. 67, NO.

11, November, 2019.

[9] J. Park, S. Park, D. Kim, and S. Park, “Leakage Mitigation in Heterodyne FMCW Radar for Small Drone Detection With Stationary Point Concentration Technique”

Abstract

Automotive FMCW Radar System Simulator considering Antenna Coupling

Taegun Noh

Department of Electrical and Computer Engineering

The Graduate School

Seoul National University

Recently, the development of automotive radar systems is actively underway as Advanced Driver-Assistance Systems(ADAS) is growing rapidly. When designing a radar system, simulations that predict the performance of the entire system can significantly reduce the development period and budget. So the demand for the simulator is increasing. Accordingly, this paper presents an Automotive FMCW(Frequency Modulated Continuous Wave) radar system simulator considering antenna coupling.

The simulator consists of three parts: RF circuit, antenna, and signal processing. And it uses a complex envelope signal for efficient simulation.

First, in the circuit part, source, amplifier, mixer, and filter are implemented as a behavioral model considering actual

characteristics of RF devices such as noise, non-linearity, and leakage.

Next, in the antenna part, simulation can be performed in consideration of an array antenna, an element pattern, and leakage caused by the coupling effect of the antenna, which is one of the very important issues in the radar.

Third, in the signal processing part, the simulator estimates the range, speed, and angle of the target, which is the basic signal processing of the FMCW radar system. In addition, we implement a two dimensional Cell Averaging-Constant False Alarm Rate(CA-CFAR), an algorithm that detects the target, and Time Division Multiplexing-Multiple Input Multiple Output(TDM-MIMO) signal processing of an antenna.

The resulting outputs of the simulation are as follows. First, the power of the beat signal that has passed through the transmitter, receiver, and mixer is output as a graph in the frequency domain. And the range and speed of the target can be checked by the Range-Doppler map. Also, considering the angle of the target, the actual and estimated positions of the target in space domain can be drawn to check the operation of the simulator.

The simulator was verified by comparing the signal of every stage with the commercial system simulator 'SystemVue' in the same scenario and by comparing the beat signal to a real FMCW radar system.

Keywords : System Simulator, FMCW Radar, Non-linearity, Coupling

Student Number : 2018-29122